



Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique

Aziz Raisemche

► To cite this version:

Aziz Raisemche. Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Automatique / Robotique. Université Paris Sud - Paris XI, 2014. Français. NNT : 2014PA112342 . tel-01127131

HAL Id: tel-01127131

<https://theses.hal.science/tel-01127131>

Submitted on 7 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE : Sciences et Technologie de l'Information, des
Télécommunications et des Systèmes

Laboratoire de Génie Électrique de Paris
Laboratoire Commande & Systèmes

DISCIPLINE : Physique

THÈSE DE DOCTORAT

Soutenue le 27 Novembre 2014

par

Aziz RAISEMCHE

<p>COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS D'UNE CHAÎNE DE TRACTION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE</p>
--

Directeur de thèse :	Demba DIALLO	Professeur (Université Paris Sud - IUT de Cachan)
Encadrants :	Moussa BOUKHNIFER	Enseignant Chercheur (ESTACA)
	Cherif LAROUCI	Enseignant Chercheur HDR (ESTACA)
Composition du jury :		
<i>Rapporteurs :</i>	Jean-Pierre BARBOT	Professeur (ENSEA de Cergy Pontoise)
	Mickaël HILAIRET	Professeur (Université de Franche-Comté)
<i>Examineur :</i>	Gabriel ABBA	Professeur (ENI de Metz)



Thèse préparée à l'École Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile (ESTACA)
Équipe Commande
Pôle Systèmes et Energies Embarqués
34 rue Victor Hugo 92532 Levallois-Perret 01 41 27 37 00

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'ESTACA au sein de l'équipe COMMANDE du pôle Systèmes et Energies Embarqués.

Je tiens avant tout à remercier M. Moussa BOUKHNIFER enseignant chercheur à l'ESTACA, non seulement pour son encadrement de très haut niveau, ses précieux conseils et orientations, mais également pour sa disponibilité et son dévouement. Je le remercie de m'avoir toujours poussé vers l'avant, pour toute la confiance qu'il a porté en moi et qui m'a permis d'acquérir une précieuse expérience du métier d'enseignant chercheur. Je le remercie tout simplement pour sa sincère amitié et ses précieuses qualités humaines.

Je tiens à remercier chaleureusement M. Demba DIALLO, professeur de l'Université Paris Sud, pour m'avoir dirigé mon travail avec patience et entière disponibilité durant ces trois années de thèse.

Je souhaite remercier très vivement M. Cherif LAROUCI, enseignant chercheur HDR à l'ESTACA, de m'avoir accueilli au sein de son équipe. Je lui suis sincèrement reconnaissant pour son encadrement, ses conseils et de ses orientations.

Je remercie messieurs les membres du jury pour la caution qu'ils ont bien voulu apporter à ce travail. J'adresse mes remerciements à :

- M. Jean-Pierre BARBOT professeur de l'ENSEA de Cergy Pontoise et M. Mickaël HILAIRET professeur de l'Université de Franche-Comté pour leur travail de lecture critique du manuscrit ;*
- M. Gabriel ABBA professeur de l'ENI de Metz de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.*

Un grand merci également aux membres de l'équipe qui m'ont apporté leur aide au cours de ces trois années de thèse.

*Je dédie cette thèse
à ma famille.*

Sommaire

Introduction générale	ix
-----------------------	----

Notation, symboles, abréviations et acronymes	xiii
---	------

Chapitre 1

ÉTAT DE L'ART DES COMMANDES TOLÉRANTES AUX FAUTES DANS LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

1.1 Généralités sur l'électrification du véhicule	1
1.1.1 Chaîne de traction électrique	4
1.2 Types de traction électrique	5
1.2.1 Les véhicules tout électrique	5
1.2.2 Les véhicules micro-hybrides	9
1.2.3 Les véhicules mild-hybrides	9
1.2.4 Les véhicules full-hybrides	10
1.3 Choix de la machine asynchrone dans la traction des véhicules électriques	13
1.4 Types de défaut dans une chaîne de traction électrique	17
1.4.1 Problématique	17
1.4.2 Classification des défauts	18
1.5 Les systèmes tolérants aux défauts	23
1.5.1 Objectifs de la commande tolérante aux défauts	23
1.5.2 Classification des stratégies FTC	23
1.6 Classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts	35
1.6.1 Diagnostic quantitatif	36
1.6.2 Diagnostic qualitatif	41
1.7 Conclusion	44

Chapitre 2

STRUCTURES ACTIVES TOLÉRANTES AUX DÉFAUTS ET OBSERVEUR

Sommaire

2.1	Synthèse de la commande	47
2.1.1	Modèle d'état de la Machine ASynchrone (MAS)	47
2.1.2	Synthèse de la commande vectorielle	49
2.1.3	Régulation et asservissement	51
2.1.4	Modèle du couple résistant pour la dynamique du véhicule	54
2.2	Génération du résidu à base d'observateur pour la MAS	56
2.3	Synthèse du filtre de Kalman étendu discret	57
2.3.1	Mise en équation pour la MAS	57
2.3.2	Test du filtre de Kalman étendu	60
2.3.3	Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur	61
2.3.4	Observabilité de la MAS (Droite d'inobservabilité)	62
2.4	Architecture Hybride FTC	64
2.4.1	Schéma de l'Hybride FTC	65
2.4.2	Synthèse d'un correcteur robuste par l'approche Loop Shaping	67
2.4.3	Résultats de simulation de l'architecture Hybride FTC	78
2.5	Architecture GIMC	83
2.5.1	Schéma de principe	83
2.5.2	Synthèse du nouveau correcteur robuste	85
2.5.3	Résultats de simulation de l'architecture GIMC	86
2.6	Étude comparative entre l'Hybride FTC et le GIMC	89
2.7	Validation sur le cycle de conduite européen	90
2.8	Conclusion	92

Chapitre 3

ARCHITECTURE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS À BASE D'ALGORITHMES DE VOTES

3.1	Les applications des algorithmes de votes dans la commande tolérante aux défauts	96
3.1.1	L'algorithme de vote par Maximum de Vraisemblance	96
3.1.2	L'algorithme de vote par Moyenne Pondérée	99
3.1.3	L'algorithme de vote par approximation d'Euler	101
3.1.4	L'algorithme de vote par approximation de Newton Raphson	101
3.2	Application du vote sur la sortie du système (Output FTC)	102
3.2.1	Schéma de principe	102
3.2.2	Synthèse d'un observateur à mode glissant d'ordre 2	103
3.2.3	Résultats de simulation de l'approche Output FTC	107
3.3	Application du vote sur la commande du système (Input FTC)	109
3.3.1	Schéma de principe	109

3.3.2	Résultats de simulation de l'approche Input FTC	109
3.4	Architecture hybride (Input/Output FTC)	112
3.4.1	Schéma de principe	112
3.5	Validation des architectures à base d'algorithme de vote sur le profil NEDC . . .	115
3.6	Conclusion	117

Chapitre 4

VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES DES ARCHITECTURES DE COMMANDES ACTIVES TOLÉRANTES AUX DÉFAUTS

4.1	Description de la plate-forme expérimentale	119
4.1.1	Partie électromécanique	120
4.1.2	Commande de la Machine Asynchrone	122
4.1.3	Environnement de mesure	124
4.1.4	La carte dSPACE 1103	126
4.1.5	Méthodologie des tests	127
4.2	Le fonctionnement de la machine sans défaut	128
4.3	Le fonctionnement de la MAS avec défaut	131
4.4	Tests des observateurs	133
4.4.1	Implémentation du filtre de Kalman étendu	133
4.4.2	Implémentation de l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 (SMO2)	134
4.5	Résultats expérimentaux de l'architecture AFTC	135
4.5.1	Résultats de l'architecture Hybride FTC	135
4.5.2	Résultats de l'architecture GIMC	137
4.6	Résultats expérimentaux des architectures à base d'algorithme de vote	139
4.6.1	Algorithme de vote appliqué sur le choix de la vitesse (Output FTC) . . .	139
4.6.2	Algorithme de vote appliqué sur la commande (Input FTC)	143
4.6.3	Architecture hybride à base d'algorithme de vote (Input/Output FTC) . .	146
4.7	Conclusions	146

Conclusion générale	149
----------------------------	------------

Bibliographie	151
----------------------	------------

Annexe A

A.1	Les modèles de véhicules électriques et hybrides commercialisés	171
-----	---	-----

Annexe B

B.1	Matrice symétrique réelle définie positive	173
B.2	Matrice de Hurwitz	173
B.3	Description des Benchmarks de l'IRCCyN	174
B.4	Description des différents cycles utilisés à ce jour	176
B.4.1	Cycles de conduite Européens	176
B.4.2	Les cycles Américains	177
B.4.3	Cycles de conduite Japonais	177
B.4.4	Cycles Procédure d'essai mondiale harmonisée	178

Annexe C

C.1	Présentation des éléments du banc	181
C.1.1	Schéma d'adaptation des niveaux MLI (10->15v)	181
C.1.2	Capteur de courant (effet Hall)	182

Introduction générale

Le marché automobile mondial est en pleine mutation pour deux raisons principales. La première est la réduction des réserves en énergies fossiles et la seconde est la prise de conscience de l'impact des émissions de gaz sur le réchauffement climatique.

Les diverses normes internationales obligent les constructeurs automobiles à optimiser les chaînes de propulsion conventionnelles mais surtout à développer d'autres alternatives de motorisation dont l'une des plus prometteuses est le véhicule électrique. Néanmoins ces nouvelles propulsions doivent garantir les mêmes performances et le même niveau de sûreté de fonctionnement (fiabilité et sécurité en l'occurrence).

La chaîne de propulsion électrique est conçue autour d'un nombre important de constituants (machine électrique, capteur(s), convertisseur(s) de l'électronique de puissance, etc.) qui peuvent être le siège de défauts. La détection et la localisation de ces défauts est indispensable mais pas suffisante pour assurer la sûreté de fonctionnement du système. En effet pour assurer un fonctionnement en mode dégradé, il faut mettre en œuvre une architecture de commande tolérante aux fautes et d'associer au(x) module(s) de diagnostic des méthodes de reconfiguration de la commande et d'adaptation aux défauts.

La commande tolérante aux défauts FTC assure un mode de fonctionnement acceptable même en présence de défauts. Cette tolérance aux défauts peut être assurée grâce à des techniques conventionnelles de contrôle robuste, on peut citer les commandes H_∞ , LPV, LQG. Cette approche, communément appelé FTC Passive, assure la stabilité et la robustesse vis-à-vis des défauts, des perturbations externes ou internes telles que les incertitudes ou des variations paramétriques du modèle. Ces stratégies de commande robuste telles que la commande adaptative [RIC09], le Sliding Mode [ALI12][ALM13] et la synthèse par optimisation H_∞ [GHO11][OUB14] sont largement utilisées. L'avantage de l'approche FTC passive réside dans la simplicité de sa structure, cette dernière est conçue de telle sorte à tolérer un nombre limité de défauts supposés connus avant la phase de conception de la loi de commande mais cette solution a l'inconvénient de détériorer les performances du système en mode sans défaut [PAT97]. Afin de pallier cet inconvénient, d'autres approches dites FTC Actives ont été développées. La principale différence avec l'approche passive, est l'utilisation d'un module de diagnostic (FDI pour Fault Detection and Isolation). Selon la gravité des défauts, une nouvelle série de paramètres de commande est sélectionnée ou une nouvelle structure de commande est appliquée dès l'apparition d'un défaut, assurant des bonnes performances en mode sain avec une bonne robustesse en mode dégradé.

Ces approches AFTC sont proposées afin de garantir des performances optimales en mode sans défaut et une robustesse en mode dégradé avec des performances acceptables. Plusieurs travaux ont été réalisés sur divers systèmes. Plusieurs exemples peuvent être trouvés dans

[PAT97][ZHA08][TOS11]. Des références se sont penchées sur les FTC appliquées aux véhicules notamment sur les défauts capteurs mécaniques en se basant sur des algorithmes de vote [AKR11][TAB13a] où dans [OUD08] qui propose une commande multi-modèles tolérante aux fautes appliquée au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile...etc.

L'objectif principal de cette thèse est de proposer des architectures de commande tolérantes aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique disposant d'une machine asynchrone, en présence de plusieurs défauts du capteur mécanique. Les travaux réalisés dans ce mémoire adoptent le plan suivant :

Le Chapitre 1 est un état de l'art exhaustif avec une analyse critique des architectures et des systèmes de commande tolérants aux fautes des véhicules électriques ainsi qu'un état de l'art sur les différents défauts qui peuvent apparaître dans la chaîne de traction électrique avec une étude sur la classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts.

Le Chapitre 2 propose deux architectures de commande tolérantes aux fautes l'Hybride FTC et le GIMC (Generalised Internal Model Control) ; la première architecture est une structure de contrôle hybride basée sur la commutation entre deux contrôleurs, un régulateur nominal de type PI pour le mode sans défaut et un correcteur robuste de type H_∞ pour le mode défaillant. La difficulté de cette approche réside dans le comportement du système lors de la commutation entre les deux correcteurs. Par conséquent, il est nécessaire de développer une méthode FTC stable qui prend en compte l'interaction d'une correction hybride. La deuxième architecture (GIMC) permet la restructuration de la loi de commande d'une manière adaptative. Elle est conçue afin d'assurer une bonne robustesse du système en présence de défaut grâce à une boucle interne faisant office d'une boucle de correction et de diagnostic. La partie diagnostic est assurée par un bloc FDI (Fault Detection and Identification). Ce procédé joue un rôle important du fait qu'il est chargé de confirmer la présence du défaut et d'activer la stratégie FTC par une sortie programmée. On peut citer plusieurs stratégies de diagnostic à base de modèle notamment à base d'observateur ou d'espace de parité [TOS11]. D'autres stratégies utilisent des outils d'information et d'intelligence artificielle tels que la logique floue [ISE97] et les réseaux de neurones [KIO94]...etc. L'objectif principal est de fournir des informations sur l'emplacement et les moments d'apparition du défaut, pour déterminer un nouveau jeu de paramètres de commande de telle sorte que le système en présence de défaut garde la stabilité avec des performances acceptables. Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à mettre en place une stratégie de FDI par génération de résidu à base d'observateur en utilisant le Filtre de Kalman Étendu (EKF).

Le Chapitre 3 est consacré exclusivement à la commande tolérante aux fautes à base d'algorithmes de vote, en faisant une étude de 4 types d'algorithmes avec trois structures : la première structure (Output FTC) est proposée sur la sortie du système où l'algorithme de vote surveille l'état de santé du capteur mécanique. En cas d'une perte totale du capteur, l'algorithme choisit de nouvelles entrées par redondance logicielle en se basant sur la vitesse estimée par des capteurs virtuels (observateurs). Dans la deuxième structure (Input FTC), le même principe est appliqué sur l'entrée du système (la commande) où l'algorithme de vote choisit entre un correcteur PI pour le fonctionnement nominal et deux correcteurs robustes en cas d'apparition de défaut. La troisième structure (Input/output FTC) présente l'hybridation des deux précédents cas où deux algorithmes de vote sont appliqués simultanément sur la sortie (la vitesse) et l'entrée du système (la commande).

Le Chapitre 4 est dédié à la validation expérimentale des architectures décrites précédemment. Ce chapitre expose les différents résultats expérimentaux en présence de plusieurs types de défaut ; le défaut additif (bruit de mesure), le défaut multiplicatif (baisse exponentielle) et le défaut perte du capteur.

Les résultats expérimentaux montrent l'efficacité des approches Hybride FTC et GIMC ainsi que l'approche à base d'algorithmes de vote Maximum Likelihood Voting (MLV) pour les trois structures proposées :Input FTC ; Output FTC et Input/output FTC).

Des conclusions sont finalement tirées à l'issue de ces quatre chapitres, en proposant des améliorations à apporter à cette thèse ainsi que les pistes de recherche qui pourraient compléter ce travail.

Introduction générale

Notation, symboles, abréviations et acronymes

Notation et Symboles

Ω	Vitesse mécanique du moteur [rd/s]
Ω^*	Vitesse mécanique de référence [rd/s]
ω_s	Pulsation électrique du stator [rd/s]
ω_r	Pulsation électrique du rotor [rd/s]
σ	Coefficient de Blondel
k	Indice période d'échantillonnage
K	Correcteur
χ	Coefficient de performance
p	Nombre de paires de pôles
X_a, X_b, X_c	Indices du référentiel triphasé <i>abc</i>
X_α, X_β	Indices du repère fixe $\alpha\beta$
X_d, X_q	Indices du repère tournant <i>dq</i>
L_s	Inductance propre statorique [H]
L_r	Inductance propre rotorique [H]
M	Inductance mutuelle entre stator et rotor [H]
M_t	Masse totale du véhicule [kg]
M_o	Coefficient de la droite d'inobservabilité
R_s	Résistance statorique [Ω]
R_r	Résistance rotorique [Ω]
J	Inertie de la machine [$kg.m^2$]
C_r	Couple de charge [N.m]
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m]
C_{em}^*	Couple électromagnétique de référence [N.m]
k_f	Coefficient de frottement visqueux [Ns/rd]
θ	Position angulaire électrique du rotor de la machine [rd]
θ_s	Phase du flux statorique par rapport au stator [rd]
θ_r	Phase du flux rotorique par rapport au rotor [rd]
P_s	Puissance du signal du capteur mécanique
P_b	Puissance du bruit de mesure
K_p	Gain de l'action proportionnelle
K_i	Gain de l'action intégrale
ψ	Coefficient d'amortissement
ω_n	Pulsation propre [rd/s]

Abréviations et Acronymes

AFTC	Active Fault Tolerant Control
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DFOC	Direct Field Oriented Control
DSP	Digital Signal Processor
EUDC	Extra-Urban Driving Cycle
GIMC	Generalized Internal Model Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IP	Régulateur PI sans zéro
LFT	Linear Fractional Transformation
LMI	Linear Matrix Inequality
LTI	Linear Time Invariant
MAS	Machine ASynchrone
MCC	Machine à Courant Continue
MLV	Maximum Likelihood Voting
MRV	Machine à Réductance Variable
MSRB	Moteur Synchrone à Rotor Bobiné
MSY	Machine SYnchrone
NEDC	New European Driving Cycle
NR	Newton Raphson
PFTC	Passive Fault Tolerant Control
PI	Proportionnel Intégral
WA	Weighting Average
WLTC	Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycle

Table des figures

1.1	Émission de gaz à effet de serre en France en 2010 [OUR13]	2
1.2	Vente des véhicules électriques en 2013 en Europe [AVE14]	3
1.3	Immatriculation des véhicules électriques en France [AVE14]	3
1.4	Chaîne de traction du véhicule électrique [VIG12]	4
1.5	Schéma d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique utilisant une source hybride et un moteur asynchrone	5
1.6	Exemples de chaînes de traction "tout électriques"	6
1.7	Courbes de couple et de puissance maximale requise pour assurer le couple au démarrage en côte et la puissance maximale en vitesse de pointe [MUL96]	8
1.8	Motorisation multi moteur	8
1.9	Toyota Yaris équipée du système Micro Hybride avec système Stop & Start (Moteur essence 100Ch, moteur électrique 74kW)	9
1.10	Schéma d'un système mild-hybride comparé au système full-hybride [EBR01]	10
1.11	Système full-hybride série monté sur une Chevrolet Volt 2010	11
1.12	Système full-hybride parallèle monté sur une BMW-X6	11
1.13	Classification des différents types de chaînes de traction	12
1.14	Comparatif des cartographies à puissance fixe des quatre types de moteurs pour la traction électrique [MUL08][CFP12]	15
1.15	Différentes localisations de défaut d'un processus	18
1.16	Les différents types de défaut, de gauche à droite : Continu, discontinu et graduel	18
1.17	Modélisation d'un défaut sous sa forme (a) additive et (b) multiplicative	19
1.18	Défaut bit11 d'un codeur absolu d'une MSAP [AKR10]	19
1.19	Répartition des défauts moteurs [OND06]	21
1.20	Classification des principaux défauts	22
1.21	Classification des approches FTC	24
1.22	Approche FTC passive	25
1.23	Structure principale de l'approche FTC active	26
1.24	Principe de la redondance matérielle [BAR11]	26
1.25	Exemple de la redondance analytique pour la mesure du courant [BAR11]	27
1.26	Problème H_∞ standard	28
1.27	Mise en place des pondérations	29
1.28	Schéma d'une AFTC pour les systèmes LPV [CIE07]	30
1.29	Commande MPC tolérante aux défauts d'un compresseur d'une PàC [HEL09]	31
1.30	Structure des principales commandes adaptatives avec MRAC (à droite) et STC (à gauche) [VER10]	32
1.31	Multiple Model Switching and Tuning (MMST) [VER10]	33
1.32	Redistribution du signal de commande (CA)	34

Table des figures

1.33	Classification des techniques de diagnostic [TOS11]	36
1.34	Procédé de diagnostic par génération de résidus [TOS11]	37
1.35	Exemple de détection et de localisation des défauts [TOS11]	38
1.36	Exemple de l'approche par espace de parité statique, à gauche aucun capteur défaillant et à droite un seul capteur défaillant	39
1.37	Générateur de résidus à base d'observateur [TOS11]	40
1.38	Stratégie de diagnostic basée sur une approche floue [WEB99]	42
1.39	Architecture d'un réseau de neurone [ISS11]	43
1.40	Exemple de répartition de classes dans un espace paramétrique [DJE07]	44
2.1	Schéma de la commande vectorielle directe pour la commande de la MAS	50
2.2	Schéma en boucle ouverte du flux [BUC01]	52
2.3	Schéma en boucle ouverte du couple [BUC01]	53
2.4	Boucle de régulation en vitesse de la commande vectorielle	53
2.5	Schéma illustrant les forces appliquées sur le véhicule	54
2.6	Schéma illustrant le couple résistant	55
2.7	Générateur de résidu pour un défaut du capteur mécanique de la MAS [TOS11]	56
2.8	Schéma de l'estimateur EKF appliqué sur la MAS	59
2.9	Schéma de l'observateur EKF pour la commande sans capteur de la MAS	60
2.10	Résultats du Filtre de Kalman Étendu en commande sans capteur	60
2.11	Gains de correction de l'observateur EKF	61
2.12	Performances du filtrage du bruit de mesure sur le capteur de vitesse avec un défaut appliqué à $t = 2s$	62
2.13	Robustesse aux variations paramétriques	62
2.14	Droite d'inobservabilité dans la plan vitesse/couple	63
2.15	Schéma de l'architecture Hybride FTC	65
2.16	Traitement du résidu	67
2.17	Synthèse H_∞ standard	68
2.18	Synthèse Loop Shaping	69
2.19	Représentation fréquentielle des pondérations $W_1(2)$ et $W_2(s)$	70
2.20	Représentation LFT pour la synthèse d'un correcteur d'ordre fixé	73
2.21	Synthèse du correcteur d'ordre fixé pour un défaut additif	75
2.22	Synthèse du correcteur d'ordre fixé pour un défaut multiplicatif	75
2.23	Hybride FTC pour un défaut bruit de $SNR = 30dB$ (a) et d'un baisse exponentielle de 30% du gain du capteur (b)	79
2.24	Hybride FTC pour un défaut bruit de $SNR = 20dB$ (a) et d'un baisse exponentielle de 20% du gain du capteur (b)	79
2.25	Performances de l'Hybride FTC sur le Benchmark 3 pour un défaut bruit (à gauche) et gain exponentiel (à droite) à $t = 5s$	80
2.26	Signaux de commande avant et après l'application d'un bruit de mesure	81
2.27	Diagnostic et détection du défaut bruit (à gauche) et gain exponentiel (à droite) à $t = 5s$	81
2.28	Robustesse de l'Hybride FTC avec un capteur bruité	82
2.29	Robustesse de l'Hybride FTC avec une baisse de 30% du gain du capteur	82
2.30	Structure de contrôle avec la paramétrisation de Youla [CIE07]	83
2.31	Boucle simple (à gauche) et la structure GIMC (à droite)	85
2.32	Structure du GIMC modifiée pour la FTC	85
2.33	Résultats de simulation du GIMC sur le Benchmark 3 pour un défaut à $t = 5s$	87

2.34	Signaux de commande du GIMC pour un défaut à $t = 5s$	87
2.35	Test de robustesse sur le GIMC dans le cas d'un bruit de mesure	88
2.36	Test de robustesse sur le GIMC dans le cas d'une perte de 30% du gain du capteur	88
2.37	Zoom à $t = 6s$ autour du moment de l'application du défaut bruit de mesure et de la baisse exponentiel du gain du capteur	90
2.38	Résultats sur le profil NEDC des architectures FTC pour un défaut bruit	92
2.39	Résultats sur le profil NEDC des architectures FTC pour une défaut gain	93
3.1	Entrées/sorties de l'algorithme MLV	97
3.2	Choix des coefficients de fiabilité f_i pour le MLV	97
3.3	Organigramme de la méthode MLV pour un défaut capteur	99
3.4	Organigramme de l'algorithme de vote par Moyenne Pondérée	100
3.5	Exemple du vote par approximation d'Euler	101
3.6	Organigramme du vote par approximation de Newton Raphson	102
3.7	Application de l'algorithme de vote sur le choix de la vitesse	103
3.8	Résultats de simulation SMO2 pour la commande sans capteur	105
3.9	Test de robustesse du SMO2 vis-à-vis des variations paramétriques	106
3.10	Comparaison des observateurs EKF et SMO2 en commande sans capteur pour un fonctionnement à charge nominale à $t = 4s$	106
3.11	Résultats de simulation des quatre algorithmes dans le cas d'une perte du capteur	107
3.12	Vote du (a) MLV et (b) WA pour la perte du capteur	108
3.13	Robustesse des algorithmes de vote de système	108
3.14	Application de l'algorithme de vote sur la commande du système	109
3.15	Résultats de simulation des quatre algorithmes dans le cas (a) d'un bruit de mesure et (b) d'une baisse de 30% du gain du capteur	110
3.16	Vote MLV et WA pour le cas d'un (a) défaut bruit et (b) un défaut gain	110
3.17	Robustesse de l'approche Input FTC en présence d'un bruit de mesure	111
3.18	Robustesse de l'approche Input FTC en présence d'un défaut gain	111
3.19	Application de l'algorithme de vote hybride (Input/Output FTC)	112
3.20	Correction de la baisse du gain et la perte du capteur avec l'architecture Input/Output FTC	112
3.21	La robustesse par l'approche Input/Output FTC pour la perte du capteur et un défaut gain	113
3.22	Résultats de simulation de l'approche hybride en présence d'un défaut gain à $t = 2s$ avec une perte périodique du capteur	114
3.23	Le vote MLV pour $+50\%R_s$ avec l'architecture Input/Output FTC	114
3.24	Résultats de simulation de l'architecture Output FTC sur le profil NEDC pour une perte du capteur	115
3.25	Résultats de simulation de l'architecture Input FTC sur le profil NEDC en présence un défaut bruit de mesure	115
3.26	Résultats de simulation de l'architecture hybride sur le profil NEDC en présence d'un défaut gain et la perte du capteur mécanique	116
3.27	Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Output FTC	116
3.28	Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Input FTC	116
3.29	Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Input/Output FTC	117
4.1	Schéma de la plateforme expérimentale de l'ESTACA	120
4.2	La partie électromécanique du banc expérimental	120

Table des figures

4.3	Moteur asynchrone triphasé Leroy-Somer utilisé dans le banc expérimental [LER06]	121
4.4	Convertisseur statique SEMIKRON	122
4.5	Cellule SEMIKRON SKM50GB123D représentant un bras d'onduleur [SEM06] . .	123
4.6	Schéma de la commande de la MAS	124
4.7	Vue du codeur absolu M23-10bits (côté utilisateur) [LER13]	125
4.8	Carte dSPACE 1103 [DSP14]	127
4.9	Organigramme de test sur le banc de la MAS	128
4.10	Banc expérimental de l'ESTACA	128
4.11	Schéma de commande sous Simulink	129
4.12	Caractéristique de la machine asynchrone utilisée pour les tests expérimentaux .	130
4.13	Résultats expérimentaux de la Machine Asynchrone sans défauts	131
4.14	Impact d'un bruit de mesure et d'une baisse de 30% du gain du capteur mécanique	132
4.15	Représentation de l'impact d'un bruit de mesure et d'une baisse de 30% du gain du capteur mécanique en fonction de la vitesse de référence	132
4.16	Résultats expérimentaux de l'EKF sur le Benchmark 1	133
4.17	Résultats expérimentaux du SMO2 sur le Benchmark 1	134
4.18	Choix des performances des l'observateur EFK et SMO2	135
4.19	Résultats de l'architecture Hybride FTC	136
4.20	Vitesse, commande et le signal de détection du défaut pour l'Hybride FTC . . .	137
4.21	Résultats expérimentaux du GIMC	138
4.22	Représentation des signaux r et q de l'architecture GIMC	138
4.23	Application de l'algorithme de vote sur le choix de la vitesse	139
4.24	Résultats expérimentaux pour l'Output FTC avec l'algorithme MLV pour la perte du capteur mécanique	140
4.25	Évolution des paramètres f_i , Δ_i et χ_i pour le vote de l'Output FTC	141
4.26	Résultats expérimentaux de l'algorithme de vote WA pour la perte du capteur . .	142
4.27	Valeurs des pondérations w_i de l'algorithme WA	142
4.28	Résultats du vote par l'approximation d'Euler et de Newton Raphson pour l'Out- put FTC	143
4.29	Logique de vote pour l'approximation d'Euler et de Newton Raphson	143
4.30	Application de l'algorithme de vote sur le choix de la commande	144
4.31	Résultats expérimentaux pour l'Input FTC des quatre algorithmes de vote	144
4.32	Logique de vote des quatre algorithmes pour l'Input FTC avec le défaut bruit . .	145
4.33	Logique de vote des quatre algorithmes pour l'Input FTC avec un défaut sur le gain	145
4.34	Résultats expérimentaux pour le MLV de l'architecture hybride Input/Output FTC	147
A.1	Moteurs électriques dans les VE et VEH	171
C.1	Schéma d'adaptation des niveaux MLI (10->15v)	181
C.2	Capteur de courant à effet Hall	182

Chapitre 1

ÉTAT DE L'ART DES COMMANDES TOLÉRANTES AUX FAUTES DANS LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

Dans ce chapitre, nous allons d'abord rappeler le principe de la chaîne de traction d'un véhicule 100% électrique (VE) hybride (VEH). En nous appuyant sur les modèles des constructeurs automobiles avec leurs différentes topologies. Ensuite, nous discuterons plus précisément de la problématique de la thèse, le choix du moteur électrique et les types de défauts qui peuvent apparaître dans la chaîne de traction du véhicule électrique. Ceci dit, la commande tolérante aux fautes (FTC pour Fault Tolerant Control) représentera l'axe principal de notre étude. Nous ferons ainsi une synthèse bibliographique des différentes techniques FTC.

Enfin, nous aborderons, brièvement, la partie diagnostic pour décrire nos motivations dans la conception d'architectures actives tolérantes aux fautes ainsi (AFTC) que notre contribution dans la FTC de la chaîne de traction du véhicule électrique.

1.1 Généralités sur l'électrification du véhicule

L'histoire de l'électrification des systèmes de transport commence en 1879 avec Werner Von Siemens qui a présenté la première locomotive électrique, puis en 1884, avec le britannique Thomas Parker qui réalise l'une des premières automobiles électriques de l'histoire. Depuis, les tractions électriques ont réussi à s'établir dans toutes les industries (automobile, aéronautique, ferroviaire, navale, ...etc). De nos jours, les ingénieurs et chercheurs travaillent sans cesse afin de faire de l'électromobilité une réalité, favorisant ainsi l'entraînement électrique comme un nouveau moyen de traction afin de respecter au maximum les normes européennes en terme d'émission de Gaz à Effet de Serre (GES) [OUR13].

Il est connu que les véhicules conventionnels équipés de moteurs à combustion interne fournissent de bonnes performances routières et ont une grande autonomie grâce à la grande densité énergétique des carburants pétroliers. Cependant, ces moteurs sont caractérisés par un rendement faible, une pollution environnementale, des émissions de gaz à effet de serre et une grande dépendance envers les ressources fossiles, la figure 1.1 montre clairement l'impact d'émission de GES dû aux transports routiers en France [MES07][AVE14].

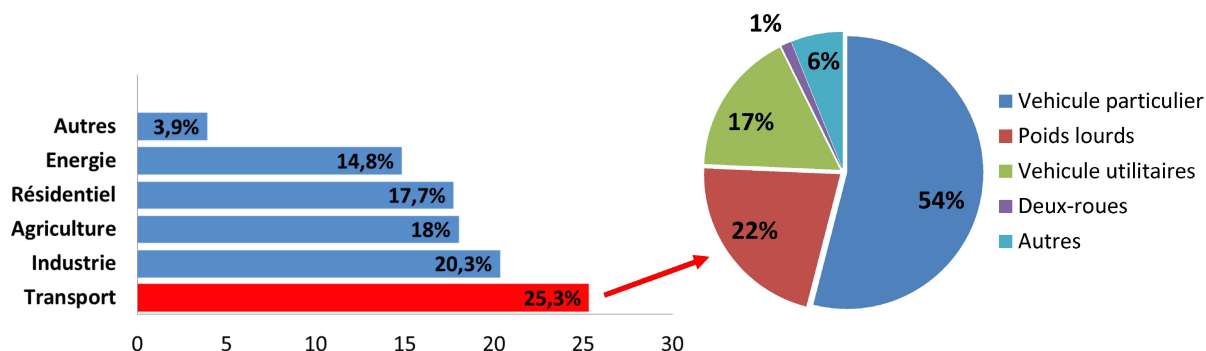


FIGURE 1.1 – Émission de gaz à effet de serre en France en 2010 [OUR13]

Les constructeurs automobiles et la Communauté Européenne (CE) se sont accordés en 2012 pour limiter la moyenne des émissions de CO_2 à 120g/km pour les moteurs thermiques des véhicules conventionnels. Le site de l'Agence de l'Environnement et de la Maitrise de l'Energie (ADEME) permet de consulter les fiches de près de 6 000 véhicules en comparant les informations du bonus écologique, des consommations d'énergie, des rejets de CO_2 et des polluants réglementés [ADE12].

Une autre alternative plus évidente étant de changer totalement la technologie du moteur, passant ainsi du moteur thermique au moteur 100% électrique. Les véhicules tout électriques peuvent être une solution car ils possèdent de grands avantages par rapport aux véhicules traditionnels. En effet :

- ils ne génèrent pas de pollution environnementale locale ;
- ils ne produisent pas de gaz à effet de serre ;
- ils ont un bon rendement global de la chaîne de traction ;
- ils permettent un freinage électrique avec récupération d'énergie ;
- ils permettent une conduite plus souple ;
- ils permettront une conception simplifiée (suppression de la boîte de vitesse, pédale d'embrayage,...) ;
- ils sont silencieux.

Durant ces dernières années, nous avons assisté à un intérêt croissant pour l'électrification des véhicules. Les constructeurs automobiles ont déjà présenté des véhicules basés sur une chaîne de traction 100% électrique et la demande ne cesse de croître, notamment en France (voir figures 1.2 et 1.3).

Par contre, la nature électrique de la propulsion va accroître la présence d'appareils électroniques dans les véhicules ce qui augmente la probabilité de défaillance électrique. Cette problématique incite les chercheurs à promouvoir des solutions à d'éventuelles défaillances pouvant affecter la chaîne de traction du véhicule, et de respecter les normes de sécurité lors de la conception. Cet axe de recherche est très important vu qu'il assure la continuité de fonctionnement du système même en présence de défaut ; plusieurs études s'intéressent à cette thématique de recherche. On citera plusieurs exemples de travaux lors de l'état de l'art des FTC.

Cette brève introduction sur l'électrification du véhicule a résumé l'importance du marché

1.1. Généralités sur l'électrification du véhicule

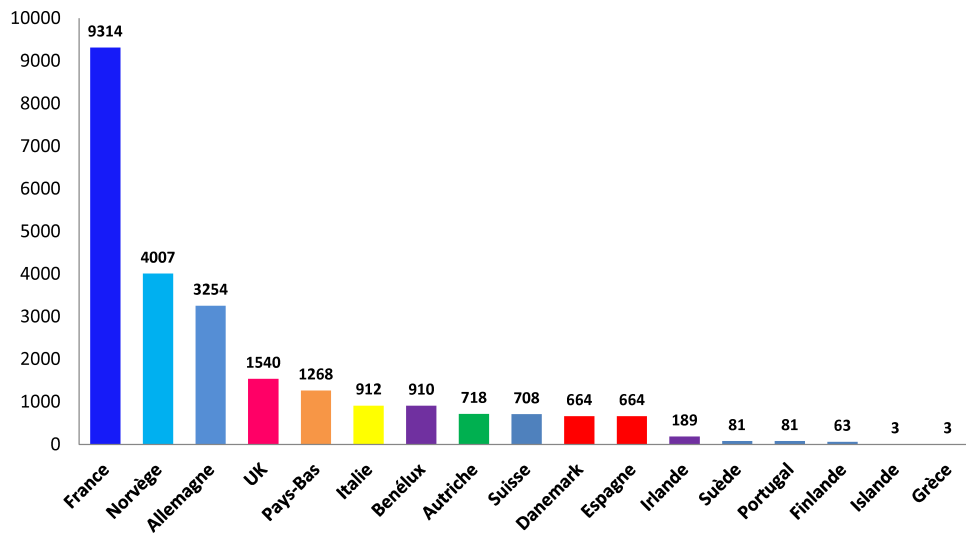


FIGURE 1.2 – Vente des véhicules électriques en 2013 en Europe [AVE14]

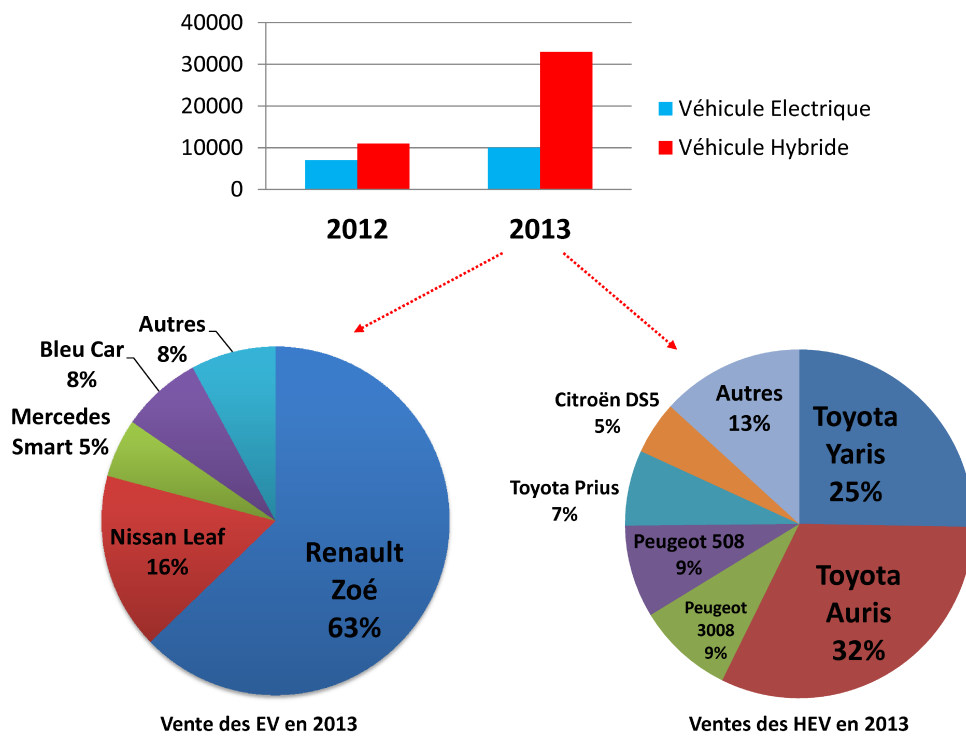


FIGURE 1.3 – Immatriculation des véhicules électriques en France [AVE14]

des véhicules électriques en France (et même au niveau international). Les travaux de cette thèse traite de la commande tolérante aux fautes dans l'application véhicule électrique.

Afin de réaliser l'étude et la conception, une synthèse globale des types de traction VE et VEH sera détaillée dans les prochaines sections.

1.1.1 Chaîne de traction électrique

Le véhicule électrique est propre, silencieux et efficace, il devient ainsi une composante essentielle de la mobilité du futur. Les constructeurs automobiles proposent de bonnes solutions pour l'électrification des motorisations de voitures, initialement purement mécaniques, ajoutant ainsi de plus en plus d'électronique et de systèmes logiciels.

La chaîne de traction électrique est l'ensemble des éléments depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique, qui assurent une puissance électro-mécanique capable de mouvoir le véhicule. Elle se compose généralement d'un chargeur embarqué, d'une ou de plusieurs sources, de convertisseur d'électronique de puissance, d'un ou plusieurs moteurs électriques et d'un contrôleur. On peut donc décrire la chaîne de traction du véhicule électrique par la figure 1.4.

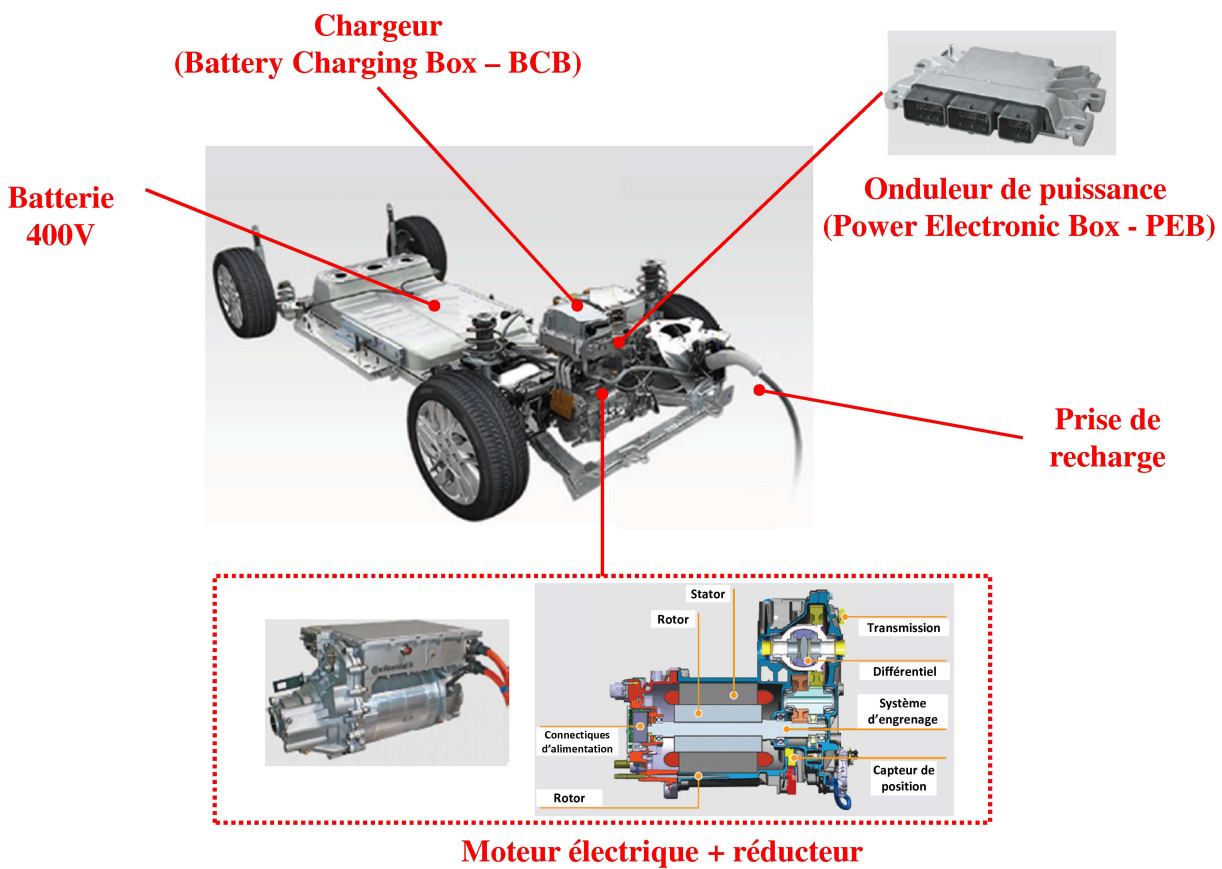


FIGURE 1.4 – Chaîne de traction du véhicule électrique [VIG12]

Plusieurs solutions sont aujourd'hui utilisées pour fournir de l'énergie électrique, la principale source d'un véhicule 100% électrique reste la batterie, même si elle peut être renforcée par des prolongateurs d'autonomie, mais nous ne nous intéresserons pas à cette problématique dans cette thèse mais plutôt à la partie mécanique. Le schéma simplifié de la chaîne de traction est présenté par la figure 1.5, où l'on peut distinguer trois parties principales : Partie sources, partie convertisseurs de puissance et partie traction mécanique.

La transmission mécanique permet de transmettre la puissance mécanique aux roues. Elle se compose principalement d'un réducteur afin de réduire la vitesse et d'augmenter le couple transmis aux roues. En effet, un moteur électrique tourne relativement rapidement (plus rapidement que la vitesse de rotation d'une roue) et produit un couple limité. En réduisant la vitesse à l'aide de ce réducteur, on adapte la vitesse du moteur à la vitesse souhaitée.

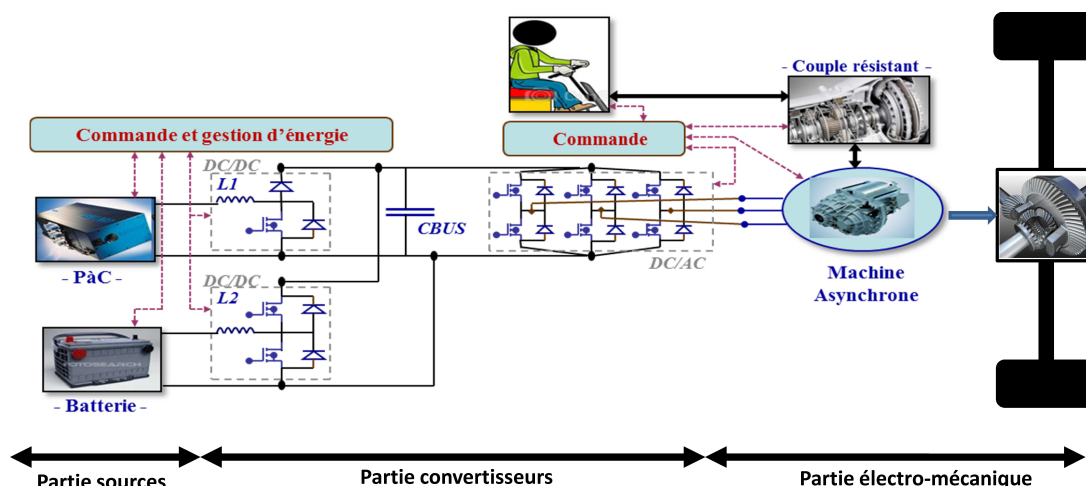


FIGURE 1.5 – Schéma d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique utilisant une source hybride et un moteur asynchrone

Certaines transmissions mécaniques peuvent se composer d'une boîte de vitesses, mais cette solution est très rare dans la motorisation électrique et on préfère moduler la vitesse directement en agissant sur la tension d'alimentation du moteur électrique via un convertisseur statique.

Ce convertisseur statique est un des éléments fondamentaux du véhicule électrique. C'est l'interface entre la partie sources d'énergie et la partie mécanique. Il est chargé de convertir l'énergie en sortie de la partie sources afin de l'adapter à celle consommée par le moteur et surtout de délivrer la puissance électrique adaptée à la consigne du conducteur. C'est donc le convertisseur statique qui, piloté par le contrôleur, va permettre de faire accélérer ou ralentir le moteur. Dans le cas général, ces convertisseurs se limitent à la gamme des onduleurs de puissance, en raison d'une forte utilisation des moteurs alternatifs comme moyen de traction électrique.

Les contraintes et le cahier des charges d'un constructeur automobile seront limités aussi au niveau de la capacité des calculateurs embarqués, incluant la gestion d'énergie, le contrôle-commande du moteur, le traitement de l'information provenant de différents capteurs...etc. Une partie du logiciel embarqué met en œuvre de telles lois, le reste s'attachant à gérer les différents modes de fonctionnement, la sécurité d'ensemble, ainsi qu'à assurer l'aide au diagnostic.

1.2 Types de traction électrique

1.2.1 Les véhicules tout électrique

L'objectif de la transmission de puissance électrique dans le véhicule est de relier la source d'énergie au moteur puis aux roues motrices tout en gardant un bon rendement et un couple

maximal, surtout en phase de démarrage. Le choix du moteur électrique et sa transmission de puissance est déterminé par deux conditions [MUL95a] :

- assurer le démarrage en côte du véhicule pour une route en pente maximale (jusqu'à 30% [PEN12]) que peut rencontrer le véhicule, tel que le couple du moteur électrique doit être au moins égal au couple résistant. Un rapport de réduction au niveau de la transmission peut augmenter le couple mais au détriment d'une demande plus élevée en vitesse ;
- obtenir, sur une route plate, la vitesse maximale (nécessaire pour le dépassement) du véhicule pour la puissance maximale du moteur électrique à sa vitesse de rotation maximale (pour un rendement parfait de la transmission).

Il est clair qu'on est confronté à un compromis "couple de démarrage/vitesse maximale" lié aux performances du moteur. Les travaux de [MUL96][ESP12] et [MUT12] donnent des solutions pour des configurations des chaînes de traction des véhicules électriques. La figure 1.6 montre quatre exemples schématiques de motorisations 100% électrique, avec :

- (a) un seul moteur électrique + boîte de vitesses + différentiel ;
- (b) un seul moteur électrique + réducteur fixe + différentiel ;
- (c) un moteur électrique + réducteur par essieux, soit deux moteurs ;
- (d) un moteur électrique à entraînement direct par roue motrice, soit quatre moteurs.

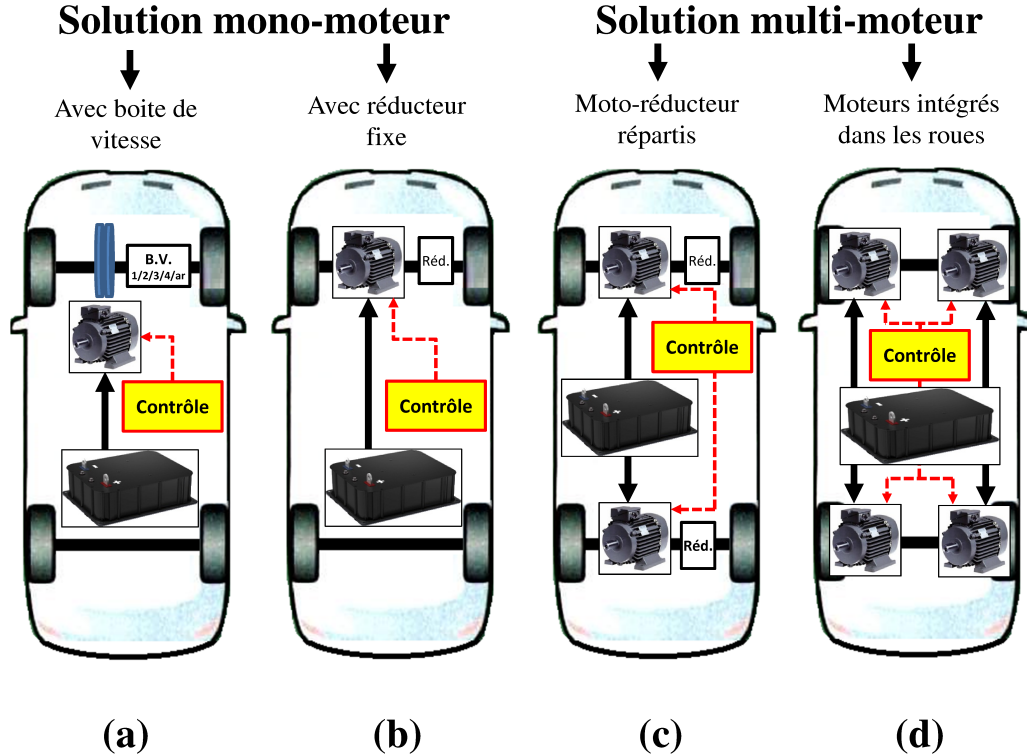


FIGURE 1.6 – Exemples de chaînes de traction "tout électriques"

Motorisation avec boîte de vitesses

L'avantage d'utiliser un réducteur variable (ou boîte de vitesses) est d'utiliser le moteur à un plus faible couple, pour une vitesse maximale donnée et ainsi rendre le moteur électrique légèrement plus performant. D'autres solutions mécaniques pour rendre possible l'exploitation de la puissance maximale existent, telle que l'utilisation d'un variateur mécanique continu (ex : véhicule électrique léger d'EDF) avec un rendement très supérieur à celui des variateurs conventionnels. Malheureusement les véhicules équipés de cette technologie sont assez rares (DAF Variomatic, FIAT Panda) à cause des inconvénients suivants :

- commande complexe par levier de vitesse ;
- nécessité d'un embrayage avec sa commande (pièces d'usure) ;
- probablement, une fiabilité réduite (embrayage, boîte de vitesses et sa commande) ;
- encombrement ;
- coût élevé.

Motorisation avec réducteur fixe

Avec un réducteur de rapport unique m , il est clair que la condition d'une vitesse maximale est largement satisfaite. En effet, la première condition impose un couple de démarrage maximal du moteur, et sa vitesse de rotation maximale est imposée par la vitesse maximale du véhicule. En conséquence, la puissance maximale disponible est très supérieure à la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre sa vitesse maximale. Pour mieux comprendre, l'exemple suivant est donné [MUL96] : Si on considère un véhicule de 1500 kg, sur une pente de 20%, la force à fournir aux roues motrices est d'environ 3000 N, et le couple total maximal aux roues est de 1000 N.m (rayon de la roue de 33 cm). Si on souhaite une vitesse de pointe de 110 km/h, la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre cette vitesse est de 25 kW pour 92 rd/s. Pour une transmission parfaite (rendement unitaire), on obtient une puissance de 92 kW ($P = \Omega C$), valeur très supérieure aux 25 kW demandés. L'inconvénient de cette méthode est que la demande au niveau des sources est très forte et le coût du convertisseur statique ainsi que celui de la batterie devient élevé. Afin de limiter cette inconvénient, il est souhaitable que le moteur électrique puisse délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse définie. Dans le cas de notre exemple, le moteur électrique peut délivrer sa puissance maximale pour des vitesses de rotation comprises entre Ω_b à Ω_{max} , respectivement correspondante entre 30 à 110km/h avec une réduction $m = 3,7$. La figure 1.7 résume notre exemple.

Pour un véhicule urbain, il n'existe pas vraiment de régime permanent [MUL95a], on définit généralement la puissance "uni-horaire" et la puissance maximale pour 5 minutes de surcharge, ces caractéristiques sont importantes pour la conception du moteur électrique et de son système de refroidissement.

Il est important de préciser que la machine à courant continu à excitation séparée permet de délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse suffisamment étendue, et que son couple maximal est obtenu à courant d'induit maximal et à flux inducteur maximal ; on peut étendre la plage de vitesse dans une zone à puissance maximale constante (figure 1.7). Notons que presque tous les moteurs alternatifs : Machine ASynchrone (MAS), Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB), Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ainsi que les Machine à Réductance Variable (MRV), possèdent cette capacité de fonctionnement dans une plage de vitesse étendue, avec une puissance maximale plus ou moins constante.

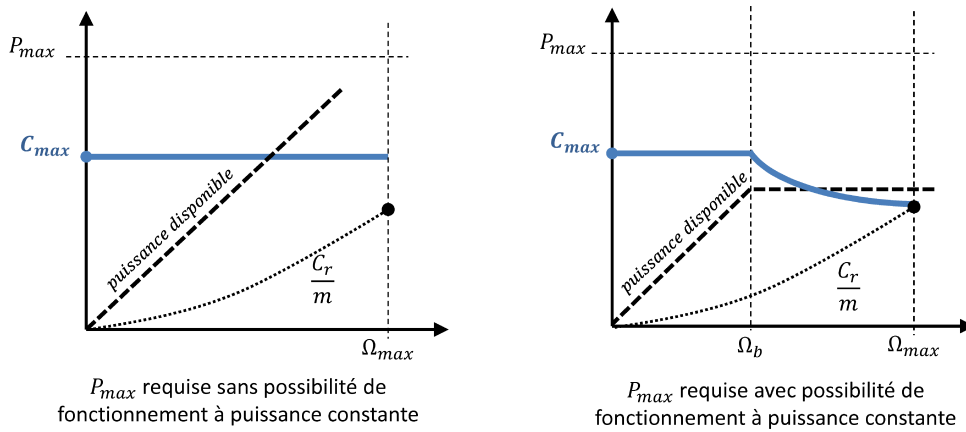


FIGURE 1.7 – Courbes de couple et de puissance maximale requise pour assurer le couple au démarrage en côte et la puissance maximale en vitesse de pointe [MUL96]

Moteur intégré dans la roue

A priori, il est intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique (différentiel, doubles joints de cardan) et en intégrant directement le moteur aux roues. Le rendement de la chaîne de traction sera optimal puisque cette dernière est réduite à son plus strict minimum [MUL95a]. Lorsque les moteurs sont sur les roues directrices, une très grande sécurité de contrôle est requise, les moteurs ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance. Les moteurs peuvent être associés à un réducteur fixe pour accroître le couple massique. Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir recours à des moteurs creux à très fort couple massique et, généralement, à rotor extérieur. Cette compacité est un atout pour le véhicule électrique car cela permet de gagner de la place pour disposer les organes de stockage et de gestion d'énergie. En revanche, intégrer le moteur dans la roue nécessite un renforcement des organes mécaniques en liaison avec le châssis et une conception mécanique optimisée de la jante et du rotor de la machine pour absorber les éventuels chocs.



FIGURE 1.8 – Motorisation multi moteur

1.2.2 Les véhicules micro-hybrides

Le principe du véhicule micro-hybride est l'utilisation d'un moteur électrique de faible puissance permettant d'assister le démarrage de la combustion du moteur thermique. Cela correspond au système "Stop & Start" développé en 1983 par Fiat sur la Regata-E et plus récemment la Citroën C3 en 2004 avec un système conçu par Valeo, qui met le moteur thermique en veille lorsque la vitesse du véhicule est inférieure à 6 km/h en phase de freinage. Le système redémarre automatiquement le moteur dès que le conducteur lâche la pédale de frein.

Le véhicule micro-hybride fonctionne grâce à un alerno-démarrreur réversible, relié à un calculateur spécifique et à une batterie plus puissante que les batteries habituelles. La puissance des moteurs électriques utilisés pour cette application est de l'ordre de 10 kW pour une plage de tension de 12-24V avec une batterie supportant mieux la décharge qu'une batterie habituelle. Ce système permet d'économiser jusqu'à 10% en ville et 16% lorsque la circulation est très dense.



FIGURE 1.9 – Toyota Yaris équipée du système Micro Hybride avec système Stop & Start (Moteur essence 100Ch, moteur électrique 74kW)

Des travaux de recherche ont été réalisés dans le cadre du projet Campus International pour la Sécurité et l'Intermodalité dans les Transports (CISIT 2007-2013) ; sur la gestion énergétique des véhicules micro-hybrides. L'objectif est d'évaluer les gains potentiels d'une hybridation légère avec un alerno-démarrreur de faible puissance (donc à très bas coût), avec des objectifs en termes de consommation de carburant et de réduction des émissions de polluant. Ce projet a été réalisé en collaboration avec VALEO VEES [FON14].

1.2.3 Les véhicules mild-hybrids

Les fonctionnalités du moteur électrique sont élargies dans le véhicule mild-hybrid. Au-delà du rôle Stop & Start, le moteur électrique va aider le moteur thermique à accélérer. Par contre, il n'agit pas directement au niveau des roues. L'alternateur utilisé est aussi capable de récupérer de l'énergie lors du freinage du véhicule pour recharger la batterie. Cela évite de charger la batterie grâce à la puissance fournie par le moteur thermique.

Les moteurs utilisés ont une puissance de 10 à 20 kW alimentés en 100-200 V. Ils sont à rotor plat et directement liés au moteur thermique. Au total, on économise entre 10 à 20% de carburant [NAM11]. Un autre avantage de ce type d'hybridation est que les vibrations et le bruit acoustique lors de l'accélération du moteur sont en partie réduits. Cette technologie est celle mise

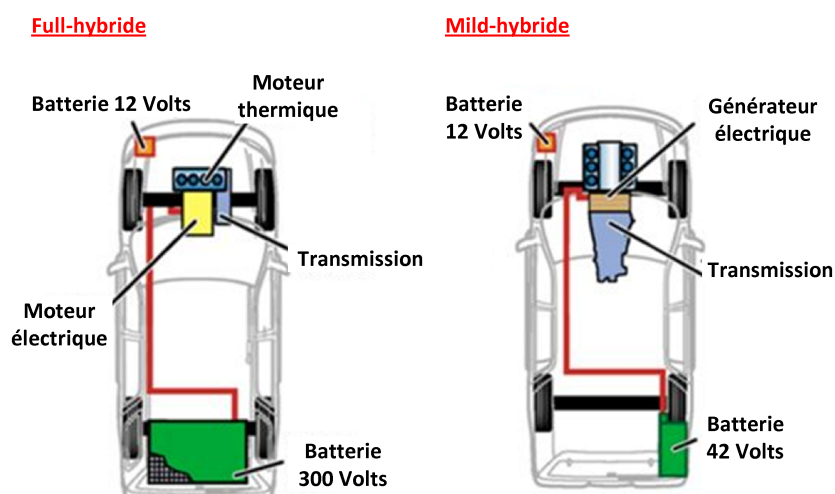


FIGURE 1.10 – Schéma d'un système mild-hybride comparé au système full-hybride [EBR01]

en place sur les Citroën C4 et C5 de la dernière génération présentée au Mondial de l'Automobile 2010.

1.2.4 Les véhicules full-hybrides

Ce type d'hybridation réduit de 10 à 30 % la consommation du véhicule suivant son utilisation. La motorisation full-hybride est donc particulièrement intéressante pour les taxis et elle commence à être appliquée aux autobus et aux camions aux États-Unis, en Europe et au Japon. Les automobiles hybrides actuelles tirent essentiellement leur énergie du moteur électrique, mais on ne doit pas comparer leur performance et leur autonomie aux véhicules électriques, il s'agit simplement d'une motorisation thermique optimisant l'usage de l'énergie, le moteur thermique n'étant utilisé que pour produire de l'électricité, à la manière d'un groupe électrogène.

L'inconvénient du full-hybride est que les accumulateurs électrochimiques de ces véhicules n'auraient pas une durée de vie aussi longue que le véhicule lui-même, il faudrait donc changer ceux-ci une ou plusieurs fois avant le recyclage total du véhicule. Cependant, des marques proposent des systèmes hybrides avec des garanties sur la batterie (8 ans ou 160 000 km pour la Prius en France, 8 ans et kilométrage illimité pour la Honda Civic IMA).

Avec l'architecture full-hybride, les moteurs thermique et électrique peuvent être combinés de trois manières : Série, Parallèle, ou mixte.

L'hybridation série

Le moteur thermique est utilisé pour générer l'électricité nécessaire au fonctionnement du moteur électrique et au chargement de la batterie. Le véhicule peut alors rouler soit avec la batterie seule (le moteur thermique éteint) ; soit seulement grâce à l'énergie produite par le moteur thermique ou soit grâce aux deux sources (moteur et batterie) combinées. Il y a deux manières de recharger la batterie : avec le moteur thermique lorsque celui-ci est en marche ou lors du freinage par récupération d'énergie.

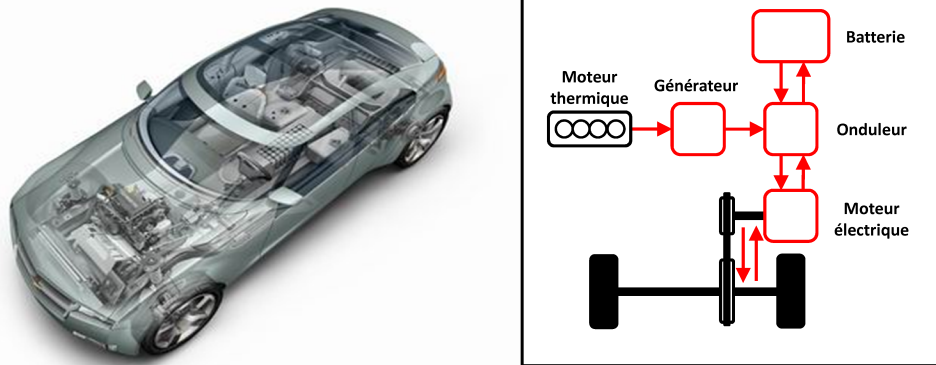


FIGURE 1.11 – Système full-hybride série monté sur une Chevrolet Volt 2010

L'avantage de ce système est que le véhicule pourra s'arrêter et repartir avec une grande souplesse grâce à la propulsion du moteur électrique. Cependant, le rendement de ce type de véhicule est assez bas du fait que la structure de la motorisation série engendre des pertes d'énergie entre le moteur thermique et le moteur électrique.

L'hybridation parallèle

Le deuxième type d'hybridation est l'hybridation parallèle ; les moteurs thermique et électrique agissent en parallèle et sont tous deux capables de propulser la voiture, comme illustré par la figure 1.12. Comme sur un véhicule mild-hybrid, le moteur électrique aide le moteur thermique lors des accélérations. Il y a plusieurs possibilités de fonctionnement pour le véhicule :

- moteur thermique seul ;
- moteur électrique seul ;
- fonctionnement sur les deux moteurs en même temps.

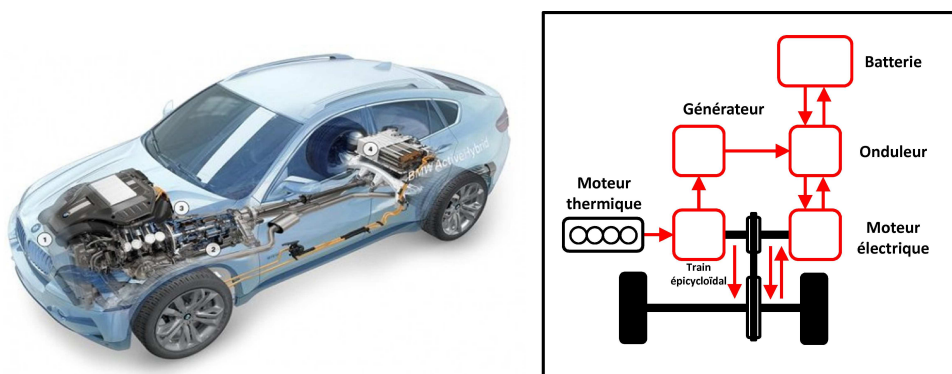


FIGURE 1.12 – Système full-hybride parallèle monté sur une BMW-X6

La recharge de la batterie s'effectue de la même manière que pour une hybridation série. La récupération d'énergie au freinage est possible grâce à la réversibilité du moteur électrique en générateur. En termes de conception automobile, les constructeurs privilégient cette hybridation.

Hybride série-parallèle

Cette solution est la combinaison de la structure série et parallèle, les mouvements des moteurs thermique et électrique sont combinés de manière plus élaborée avec un train épicycloïdal qui permet des vitesses de rotation différentes pour les moteurs thermique et électrique. Plusieurs exemples constructeurs sont recensés : les Toyota Prius, Yaris HSD et Auris HSD, Nissan Altima Hybrid, Lexus Rx400h, GS450h, LS600h utilisent des variantes de ce principe (système Hybrid Synergy Drive).

L'hybridation des voitures permet de diminuer la consommation de carburants de 10 à 100%, elle permet ainsi d'optimiser l'énergie des technologies électriques et thermiques. Ces voitures ont l'avantage de pouvoir s'adapter de près aux profils d'usage du véhicule par le consommateur et peuvent même constituer une voie de développement technique et commerciale de la filière des voitures 100% électriques. Le véhicule hybride est ainsi souvent présenté comme l'axe d'évolution vers la voiture tout électrique.

La figure 1.13 [MES07] regroupe les technologies thermiques, hybrides et moteurs entièrement électriques, avec une classification selon leur complexité, leur autonomie et leur impact écologique.

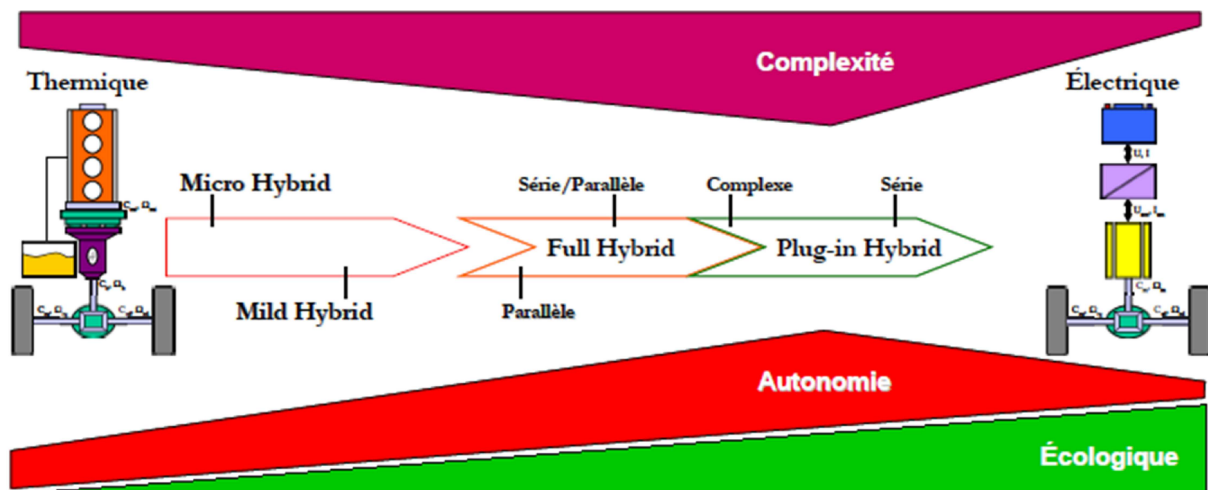


FIGURE 1.13 – Classification des différents types de chaînes de traction

L'inconvénient majeur de ces véhicules reste le coût. Le véhicule hybride est équipé de deux moteurs et d'une chaîne de traction complexe. Il sera nécessairement plus onéreux qu'une voiture 100% thermique ou 100% électrique. La voiture électrique est plus à même de concurrencer le véhicule thermique sur certains segments, comme les petits véhicules urbains (blue-car, Renault Zoé, Fiat 500e,... etc). Pour ces raisons on s'intéressera dans cette étude au véhicule 100% électrique.

Néanmoins, la recherche a pris sa place dans les secteurs "Tout électrique" et "Hybride" avec plusieurs projets récents, parmi lesquels on peut citer à titre d'exemple :

Le projet HYBRELEC [HYB12] visait à apporter aux constructeurs et équipementiers nationaux un leadership technologique dans le développement et l'industrialisation des véhicules électriques et hybrides, afin de les commercialiser sur les marchés automobiles du monde en-

tier à partir de 2012/2013, avec un ensemble de technologies robustes apportant une réduction significative des émissions de CO_2 proposées à un prix abordable pour le plus grand nombre. Un prototype électrique HYBRELEC1 a déjà vu le jour en 2012. L'objectif est de proposer une filière française d'optimisation système pour l'électrification de la chaîne de traction (équipement véhicules électriques et hybrides). Ce projet est labellisé par le pôle MOV'EO.

Le projet BelHySyMa [BEL12] vise à optimiser une solution d'hybridation de 3^{ème} génération abordable pour le plus grand nombre avec un impact significatif sur les émissions de CO_2 au niveau mondial, et permettra aux constructeurs automobiles de satisfaire à la réglementation européenne de 120g/km en 2012 et de 95g/km en 2020. La mise en application d'une telle technologie requiert le développement de stratégies spécifiques, permettant leur couplage avec le groupe motopropulseur, ainsi les retombées attendues sont le lancement d'une nouvelle ligne de produit "Mild Hybrid". Ce projet est labellisé par le pôle MOV'EO et i-TRANS.

Le projet HyHIL (Hybrid Hardware-in-the-Loop) [HYH08] lancé en 2008, ce projet a employé une chaîne d'outils de simulation en temps réel reliée à un banc moteur haute dynamique. Ce puissant outil de conception assure le développement, l'optimisation et la validation de systèmes de motorisation hybrides. Il permet notamment d'évaluer rapidement tous les autres composants de différentes architectures hybrides sur un banc équipé d'un moteur thermique. Ce projet est soutenu par le pôle de compétitivité MOV'EO et le Fonds Unifié Interministériel (FUI). Il est réalisé en collaboration avec Renault, l'Institut Français du pétrole (IFP), LMS-Imagine et le laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2ELAB).

L'état de l'art rapide sur les véhicules électriques et hybrides nous a permis de voir les différentes topologies. Mais la partie la plus importante de la traction électrique reste bien sûr le moteur électrique. La sélection du moteur de traction pour la propulsion est une étape très importante qui nécessite une attention spéciale.

L'industrie automobile est toujours à la recherche de solutions de propulsion les plus appropriées pour les véhicules électriques et hybrides. Leur choix se base sur l'efficacité, la fiabilité et le coût. Le choix des systèmes électriques de propulsion pour les véhicules électriques dépend principalement de trois facteurs [ZER06] :

- les attentes du client du point de vue confort de conduite ;
- les contraintes du véhicule en termes de puissance et rendement ;
- la source d'énergie et son autonomie.

Avec ces considérations, il est évident que le point de fonctionnement global du moteur n'est pas bien défini. On propose dans cette thèse d'étudier le moteur asynchrone comme choix de traction d'un véhicule électrique, et on se base dans ce qui suit sur une synthèse de plusieurs publications liées à des études comparatives des moteurs électriques les plus utilisés.

1.3 Choix de la machine asynchrone dans la traction des véhicules électriques

Les véhicules électriques doivent être aussi efficaces que possible pour divers points de fonctionnement, par exemple lors de l'arrêt/démarrage rapide, le fonctionnement en générateur dans

l'opération dite de suralimentation ou lors de la récupération d'énergie par freinage. Les principales contraintes sur les machines sont :

- un rendement global élevé ;
- un couple de charge élevé au démarrage ;
- réduire au maximum le poids total ;
- une grande fiabilité à faible coût.

Avec de telles exigences, la conception des machines devient un défi considérable. Les premiers moteurs utilisés sur les véhicules électriques furent les **Moteurs à Courant Continu (MCC)**. Ce choix était logique il y a 30 ans, car c'était le moteur le plus facile à piloter en vitesse. Néanmoins, l'utilisation de ce type de moteur électrique pose plusieurs problèmes :

- rendement limité (85%) ;
- vitesse de rotation élevée ;
- pertes thermiques situées au rotor, donc difficiles à évacuer (l'échauffement fait encore plus diminuer le rendement) ;
- usure des balais.

Ce fut pourtant le moteur qui était utilisé sur des modèles de PSA des années 90, telle que la Berlingo. En 1996, ce modèle de véhicule a été le thème d'un projet véhicule hybride parallèle [DEL96] de l'équipe de recherche du Laboratoire d'Automatique, de Mécanique et d'Informatique industrielles et Humaines (LAMIH) en partenariat avec PSA. Le but était l'élaboration de stratégies de commande du groupe moto-propulseur visant à minimiser la consommation de carburant et la conception d'organes mécaniques optimisés.

Une seconde génération de motorisation des automobiles électriques utilise les **Machines ASynchrones (MAS)**. La sophistication croissante des onduleurs a permis d'utiliser ces moteurs très robustes, compacts et fiables (aucun entretien). Néanmoins, par principe, le moteur asynchrone induit par définition un glissement (friction) pour qu'il y ait création de couple. Ce glissement implique des pertes obligatoires au niveau du rotor. La robustesse et l'optimisation technologique du rotor conduisent certains constructeurs à l'utiliser (Tesla, Mia, Renault avec Twizy).

Bien que plus délicat à piloter et potentiellement moins robuste, le **moteur synchrone** s'impose dans la plupart des cas. Deux familles de moteurs synchrones sont en compétition :

Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) : incluant un aimant permanent au rotor avec moins d'usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni de charbons). Par ailleurs, ces moteurs utilisent en général des aimants à terres rares, qui font l'objet de toutes les convoitises sur le marché des matières premières. Ils sont utilisés sur les véhicules électriques premium (Exagon...) ainsi que sur les hybrides Toyota et PSA (les prochaines générations d'hybrides devraient revenir à l'asynchrone).

Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB) : Cette option consiste à remplacer les rotors à aimants contenant des terres rares par des rotors bobinés et moins coûteux. En 2012, l'université Japonaise Hokkaido présente un moteur synchrone à rotor bobiné de 51,5 kW offrant les mêmes performances que les homologues à terres rares. Les Coréens de Higen Motors présentaient également un moteur identique au EVS26 de Los Angeles [KIM12]. Les MSRB utilisent des bobinages pour créer le champ rotorique qui peut être modulé électroniquement, ce qui permet un pilotage facilité à haute vitesse. Ils nécessitent un contact électrique avec le rotor (avec une

pièce tournante). C'est la solution adoptée par Renault sur ZOE, Fluence et Kangoo.

Machine à Réluctance Variable à Double Saillance (MRVDS) : C'est un moteur synchrone sans aimants à réluctance variable, très largement utilisé dans l'industrie. Il est partiellement décrit comme une alternative permettant de réduire les coûts, augmenter la fiabilité et fonctionner dans des environnements dangereux ou dits "Applications Critiques" [GUA11]. Mais son succès dans les véhicules électriques a été relatif, notamment à cause de l'usinage précis qu'il nécessite et le bruit qu'il émet. Son utilisation se limite aux bus et aux véhicules à grande charge (ex : Altria, Nidec Motors). Ainsi les MRVs sont plutôt en concurrence avec les moteurs asynchrones plutôt qu'avec les moteurs synchrones. Leur part de marché reste cependant très faible, mais ils sont probablement plus adaptés avec un rapport unique car ils ont une large plage de vitesse avec un bon couple mais avec des ondulations de couple qui peuvent être élevées à basse vitesse. Cependant, en 2010, les chercheurs de la Tokyo University of Science ont réussi à concevoir une MRV suffisamment petite pour être embarquée dans un véhicule hybride électrique. Cette MRV est de 50 kW avec un rendement de 86% à 1200 tr/min, son couple est de 403 N.m amélioré par inclinaison des bobines. Ces caractéristiques sont comparables à celles des moteurs à aimants permanents utilisés jusqu'à présent. Dans [MUL95b] un prototype MRV triphasé 6/8 à double saillance est conçu et réalisé selon un cahier des charges de véhicule urbain (environ 27 kW sur une plage de vitesse de 1 à 4 avec un rendement de 93%).

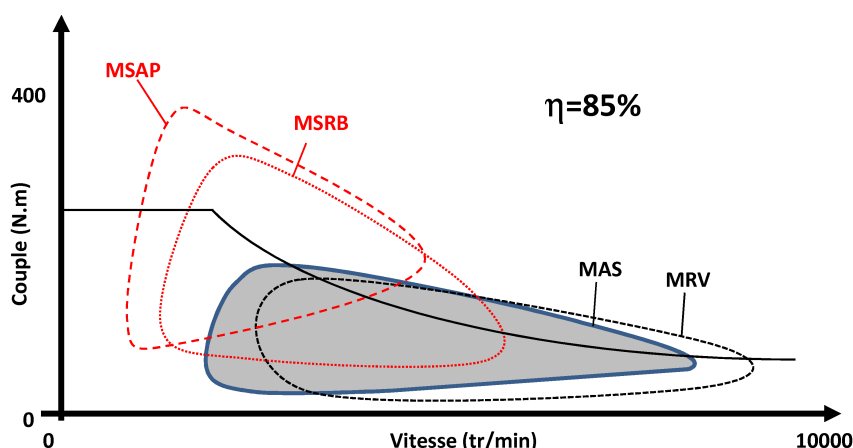


FIGURE 1.14 – Comparatif des cartographies à puissance fixe des quatre types de moteurs pour la traction électrique [MUL08][CFP12]

En résumé, la réalité actuelle du marché des véhicules électriques (ou hybride rechargeable) se partage entre les deux technologies des moteurs synchrones (MSRB et MSAP) ; mais l'inconvénient majeur c'est la hausse des prix des terres rares. La Chine détient 90% du monopole des aimants utilisés avec ce moteur, les prix ont quasiment quadruplé en l'espace de deux ans. Des études américaines [CAL12] parlent de l'importance des éléments constituant les aimants permanents. Les aimants dans les moteurs électriques doivent contenir du dysprosium (au minimum 8%) car il rend les aimants plus résistants à la chaleur, et sans cet élément le moteur ne fonctionnera pas. Le dysprosium est devenu si rare qu'une utilisation à long terme est inenvisageable. Ainsi, les constructeurs essaient de trouver des solutions avec les rotors bobinés alimentés par des courants continus, remplaçant ainsi les aimants permanents. La Renault-Nissan Leaf et Bolloré (Bleu Car/Autolib) utilisent un moteur synchrone à rotor bobiné, plus volumineux et lourd, et

nécessitant de l'électronique supplémentaire (hacheur).

La demande industrielle impose de fournir des moteurs à fort couple permettant de diminuer les contraintes du réducteur de vitesse avec une plage de vitesse entre 0-6500 tr/min (contre 0-10000 tr/min habituellement). Un réducteur dont la vitesse de rotation est contenue en dessous de 6000 tr/min rentre dans les spécifications automobiles conventionnelles, avec des pertes limitées dans la plage "haute de vitesse". Le moteur asynchrone entre dans ces critères avec des performances et des spécifications intéressantes ; on retrouve dans la littérature scientifique plusieurs études comparatives pour les VE et VEH, on cite :

- [AND03][WES94][ZER06][DOR10][WAN13] et [FIN12] effectuent des études comparatives sur les performances des MCC, MSAP, MAS, MRV dans l'application VE et VEH. Les études sont présentées d'une manière exhaustive pour une gamme précise de configurations des moteurs, un résumé global est présenté dans les tableaux 1.1 et 1.2.
- [CHA08] et [BAR09] proposent une étude des MSAP dans les VE et VEH, en mettant l'accent sur différentes topologies de la machine, les types d'entraînements, et des stratégies de contrôle. Une comparaison est faite en se basant sur des exemples constructeurs.
- [WAD12] propose une application des MRV présentée avec des tests sur un prototype SUBARU SAMBER.

Le tableau 1.1 résume une étude synthétique des performances de chaque moteur. La MAS et la MRV rendent une note globale supérieure aux autres, cela est dû à leur prix, à l'usinage et à la robustesse sur une large plage de vitesse. La MCC reste le dernier choix en raison de son poids et de sa durée de vie limitée, expliquant sa quasi disparition du secteur VE et VEH.

TABLE 1.1 – Comparatif des 5 principaux moteurs utilisés dans les tractions VE et VEH [AND03][ZER06]

Caractéristiques Note entre 0 à 10	MSAP	MSRB	MAS	MRV	MCC
Poids	8	8	7	7	6
Poids avec convertisseurs	7	7	8	8	6
Rendement	9	9	8	8	7
Rendement avec convertisseurs	9	8	7	8	6
Prix	6	8	9	8	8
Usinage	6	7	8	9	7
Volume	9	9	7	7	6
Densité de puissance	9	8	7	7	5
Commandabilité	8	7	9	9	8
Prix de la commande	7	6	8	8	9
Ondulation de couple	8	8	7	6	6
Bruit acoustique	8	8	8	6	8
Fiabilité	8	8	9	9	7
Robustesse	6	6	8	9	6
Plage de vitesse	8	8	8	9	5
Durée de vie	8	7	8	8	6
Type de commande	Onduleur	Onduleur + Hacheur	Onduleur	Onduleur	Hacheur
Somme/160	124	122	126	126	106

1.4. Types de défaut dans une chaîne de traction électrique

TABLE 1.2 – Avantages et Inconvénients des différents moteurs [WAN13]

Type de moteur	Avantages	Inconvénient
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> - Un faible nombre de pôles, et ainsi un moteur plus léger - Haut rendement 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix élevé des aimants permanents - Un flux fixe inclut une plage de vitesse limitée à puissance constante - Corrosion des aimants avec de possibles cas de démagnétisation
MSRB	<ul style="list-style-type: none"> - Haut rendement 	<ul style="list-style-type: none"> - Ajout d'électroniques de puissance pour le rotor
MAS	<ul style="list-style-type: none"> - Prix en baisse du principalement à l'électronique - Technologie et commande simple - Disponibilité - Le Stator et ses systèmes de commandes sont similaires à ceux des moteurs synchrones 	<ul style="list-style-type: none"> - Perte au rotor reflétant la baisse du rendement - Le besoin de faible nombre de pôles (2 ou 4) nécessitant une quantité considérable de cuivre, entraînant une augmentation du poids
MRV	<ul style="list-style-type: none"> - Construction robuste et simple - Alimentation des semi-conducteurs "shoot-through" robuste - Peut encore fonctionner avec une phase en circuit ouvert - Elargit la plage de vitesse à puissance constante (voir inconvénient MSAP) 	<ul style="list-style-type: none"> - Changement de topologie du stator contraint à la conception de commandes différentes - Ondulation de couple pouvant amplifier les bruits et les vibrations - Des pics de courant et des hautes fréquences causent des problèmes de CEM
MCC	<ul style="list-style-type: none"> - Alimentation 100% continue, ce qui est plus compatible avec les batteries. 	<ul style="list-style-type: none"> - Maintenance du couplage (balais + collecteur) - Pertes supplémentaires au collecteur - Refroidissement délicat du moteur - Prix élevé et rendement inférieur par rapport aux autres moteurs

Ces études comparatives montrent qu'une conclusion précise est difficile, en raison de l'avantage et l'inconvénient de chaque type de moteur, et du fait que les chiffres présentés peuvent changer d'une année à une autre suivant les avancées technologiques et économiques. Mais ce qui est sûr, c'est que de nombreux articles se rejoignent pour dire que les machines asynchrones et les machines à réluctance variable sont de bons candidats pour les applications VE.

Des exemples de modèles de véhicules électriques et hybrides à base des moteurs cités précédemment sont présentés dans l'annexe A.1. Les améliorations dans les années à venir concerneront surtout la durée de vie, l'entretien et la fiabilité de ces moteurs. Le choix des composants sera un déterminant-clé des stratégies de rentabilité, également listées dans un des rapports d'IDTechEX¹.

1.4 Types de défaut dans une chaîne de traction électrique

1.4.1 Problématique

Ces dernières années, nous avons assisté à un intérêt croissant pour l'électrification des véhicules au sein de la communauté scientifique et de l'industrie automobile. La nature électrique de la propulsion va accroître de plus en plus l'insertion d'appareils électroniques avec des véhicules basés sur des chaînes de traction 100% électrique avec une demande qui ne cesse de croître. Par conséquent, la complexité croissante des actionneurs et leur contrôle, ainsi que la nécessité d'accroître la sécurité et la fiabilité des véhicules nécessitent l'étude et le développement de systèmes informatiques intelligents dédiés à la détection et le diagnostic des défauts dans la propulsion électrique. Il est fondamental d'initier des recherches menant à des solutions innovantes qui intègrent la commande tolérante aux fautes dans les véhicules électriques. Afin de les concevoir,

1. Depuis 1999, IDTechEx fournit aux entreprises une étude indépendante sous forme de rapport, elle concerne principalement les technologies émergentes. Elle assiste les entreprises pour les prises des décisions stratégiques et essentielles à l'entreprise.

il est important de connaître les types de défaut qui peuvent affecter chaque composant de la chaîne de traction d'un véhicule électrique (moteur, électronique de puissance, sources d'énergie, capteurs,...). L'objectif de cette partie est de souligner les composants d'un système VE et les types de défaut les plus pertinents qui peuvent les affecter. Les solutions apportées par la communauté scientifique pour la commande tolérante aux défauts sera traitée dans la section 1.5.

1.4.2 Classification des défauts

Un défaut est défini comme étant un écart non permis entre la valeur réelle et la valeur nominale d'un système [TOS11]. Comme le montre la figure 1.15, les défauts peuvent toucher les actionneurs, les capteurs ou les composants.

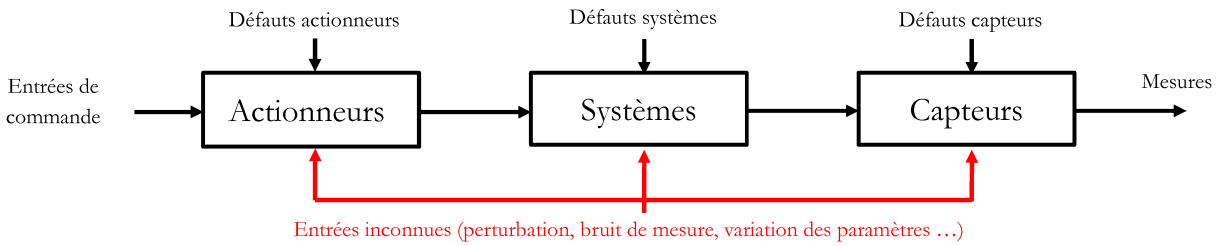


FIGURE 1.15 – Différentes localisations de défaut d'un processus

Le défaut est aussi un état qui peut conduire à un dysfonctionnement ou une panne du système au cours du temps. Comme le montre la figure 1.16, un système sain peut être affecté par une large gamme de défauts avec un impact qui peut être : Continu, discontinu ou graduel.

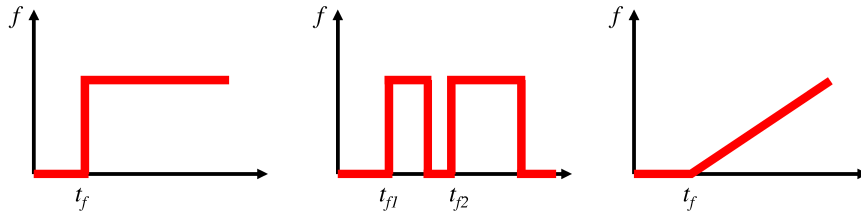


FIGURE 1.16 – Les différents types de défaut, de gauche à droite : Continu, discontinu et graduel

Afin d'étudier un défaut, son impact peut être modélisé selon deux aspects : additifs ou multiplicatifs [ISE05][VER10]. On peut voir la différence sur la figure 1.17 où le défaut additif f influe sur une variable y par une addition, et un défaut multiplicatif d par produit d'une autre variable Δa . Cette variable peut engendrer des instabilités au système [FRA00].

Un défaut additif peut être traité comme étant une entrée externe inconnue tels les défauts actionneurs, capteurs et certains types de défauts composant (ex : fuite, corrosion).

Un défaut multiplicatif peut refléter des variations paramétriques dues à des dysfonctionnements d'actionneurs ou capteurs, il est dit "multiplicatif" suite au produit d'une variation Δa par les variables d'état $x(t)$ ou des entrées $u(t)$. Ce type de défaut est assez délicat à traiter par rapport aux défauts additifs. C'est pour cela que dans certains cas, les défauts multiplicatifs peuvent être représentés sous une forme additive comme le montre la figure 1.17.c.

1.4. Types de défaut dans une chaîne de traction électrique

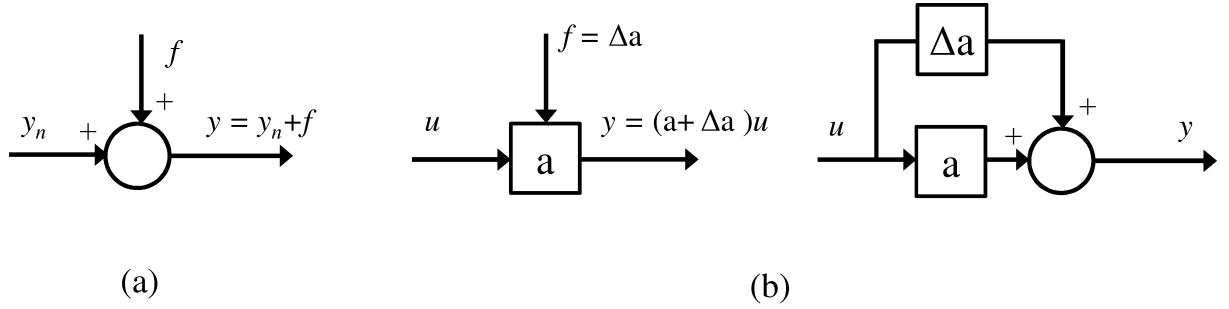


FIGURE 1.17 – Modélisation d'un défaut sous sa forme (a) additive et (b) multiplicative

Dans le cas d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique, le défaut peut affecter les sources d'énergie, les convertisseurs statiques, les moteurs ou les capteurs. Une classification est représentée sur la figure 1.20 ; leurs influences sur ces processus sont décrites brièvement dans les paragraphes suivants :

Défauts de capteurs

Les capteurs sont des composants qui transforment une grandeur physique en un signal électrique traitable par les calculateurs. Ainsi, un capteur (en défaut) donne une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Pour les systèmes en boucle fermée, les mesures issues de ces capteurs sont utilisées pour la génération du signal de commande. Par conséquent, la présence d'un défaut capteur donne un signal de commande inexact et inefficace. Les défauts capteurs les plus répandus sont : le biais [ZHA01], la dérive [SCH11], la perte d'efficacité en sortie du capteur [AKR10] (figure 1.18), bruit de mesure [ROG03][RAI14] ou la perte totale du capteur [AKR10][BOU13a][TAB13b].

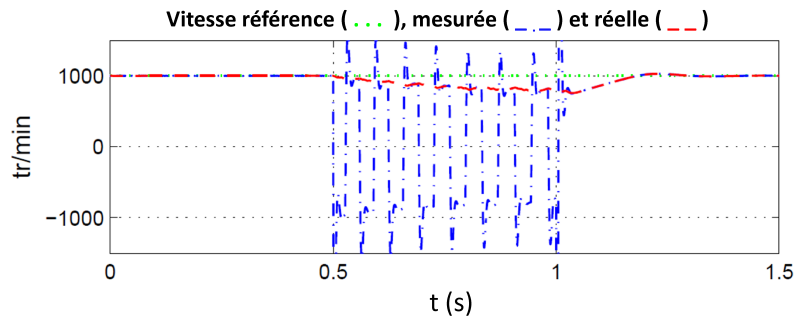


FIGURE 1.18 – Défaut bit11 d'un codeur absolu d'une MSAP [AKR10]

On trouve plusieurs cas de défaut du capteur de position dans la traction du véhicule électrique, on peut citer [LOU14] qui traite un offset du capteur de position d'un prototype sous simulateur ; dans le même registre [HIL06][TAB13b][RAI14] traite une perte totale du capteur pour la commande d'une machine asynchrone dans l'application véhicule électrique et hybride ; dans [NAJ11][BER12] on trouve des études d'un défaut capteur de courant sur des exemples industriels. Cette thèse traite les défauts du capteur mécanique : bruit de mesure, baisse du gain et la perte aléatoire du signal du capteur. Le diagnostic et la détection des défauts sont indispensables pour la chaîne de traction mais pas suffisantes [FU94], la structure FTC est nécessaire pour éviter des immobilisations dangereuses ou coûteuses du procédé.

Défauts dans les sources d'énergie

Les défaillances les plus courantes sont les fluctuations et les transitoires au niveau des sorties du bus continu [PUI07][HEL09]. Certains défauts sont aussi cités dans [TOR10] pour les piles à combustible telles que les défaillances du circuit du compresseur d'hydrogène pouvant réduire le rendement de la pile à combustible.

Dans [IBR11], un défaut de court-circuit est étudié dans les batteries d'une Toyota Prius Hybride qui peut surgir pendant les phases d'accélération ou de décélération du véhicule, en se basant sur un test complet du véhicule afin d'identifier les dysfonctionnements des cellules parallèles de la batterie.

Le condensateur électrolytique du bus continu peut également être sujet à des défaillances qui compromettent le fonctionnement du convertisseur statique et dégradent considérablement la qualité de la tension continue. [GAD11] présente l'analyse d'un court-circuit sur le bus continu suite à un dysfonctionnement du système d'alimentation électrique d'un véhicule hybride. L'étude se base sur l'approche multi-modèles et observateur (IMM-SVSF) utilisée pour la détection et le diagnostic. La synthèse utilise un modèle RC de la batterie développé par l'International Energy Agency (IEA), et l'identification des défauts se focalise sur la probabilité d'un dysfonctionnement dans la capacité ou la résistance du modèle.

Défauts des convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs et de composants passifs. Les principaux défauts qui affectent les interrupteurs statiques sont des défauts de type "court-circuit" [DEL08][SON13] ou "circuit-ouvert" [CAS08][AHM11].

Le défaut de type court-circuit peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium par dépassement de température critique [BLA11][BAP13], soit la défaillance de la commande rapprochée.

Le défaut de type circuit-ouvert se manifeste au sein de la cellule de commutation d'un bras par le fait qu'un interrupteur (supérieur ou inférieur) reste constamment ouvert. Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple).

Pour les moteurs en général, des solutions proposent la modification de la topologie du convertisseur en ajoutant des commutateurs bidirectionnels supplémentaires pour des dérivations de l'IGBT défaillant ou court-circuité [TAB13a], ou sinon, inclure une alimentation redondante qui peut être commutée ou désactivée en cas d'une perte de l'interrupteur.

Défauts moteurs

Dans les machines à courant alternatif, on peut répertorier les défauts selon leur localisation, au stator ou au rotor. Les défauts mécaniques sont plus importants dans les machines de forte puissance ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements qui atteint 40%. En ce qui concerne le stator, 38% des principaux défauts sont d'origine électrique et affectent le

1.4. Types de défaut dans une chaîne de traction électrique

bobinage qui est identique pour une machine asynchrone ou synchrone. Ce sont essentiellement [VOLA08] :

- des défauts d’isolant ;
- des court-circuits entre spires, entre phases ou entre une phase et la carcasse ;
- un défaut dans le circuit magnétique.

En ce qui concerne le rotor, 10% des défauts peuvent être de type magnétique ou mécanique [OND06] :

- défaut dans le circuit magnétique ;
- excentricité statique ou dynamique de l’arbre de rotation ;
- cassure d’une ou de plusieurs barres pour un rotor à cage d’une MAS ;
- usure des roulements.

Les 12% restant sont des défauts d’origines diverses et on peut les classer en deux catégories :

- les défauts liés à une mauvaise conception ou à un mauvais dimensionnement qui ont conduit à une dégradation prématurée ;
- une mauvaise exploitation (surcharge permanente, régimes transitoires violents ou environnement sévère) qui peuvent conduire à des défaillances ou également une dégradation prématurée.

L’impact d’un de ces défauts provoque des comportements irréversibles sur le moteur, par exemple, une cassure de barre du rotor d’une MAS réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l’amplitude des oscillations de la vitesse de rotation qui accélèrent la détérioration de la machine. Le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif du défaut [CAS03][OND06].

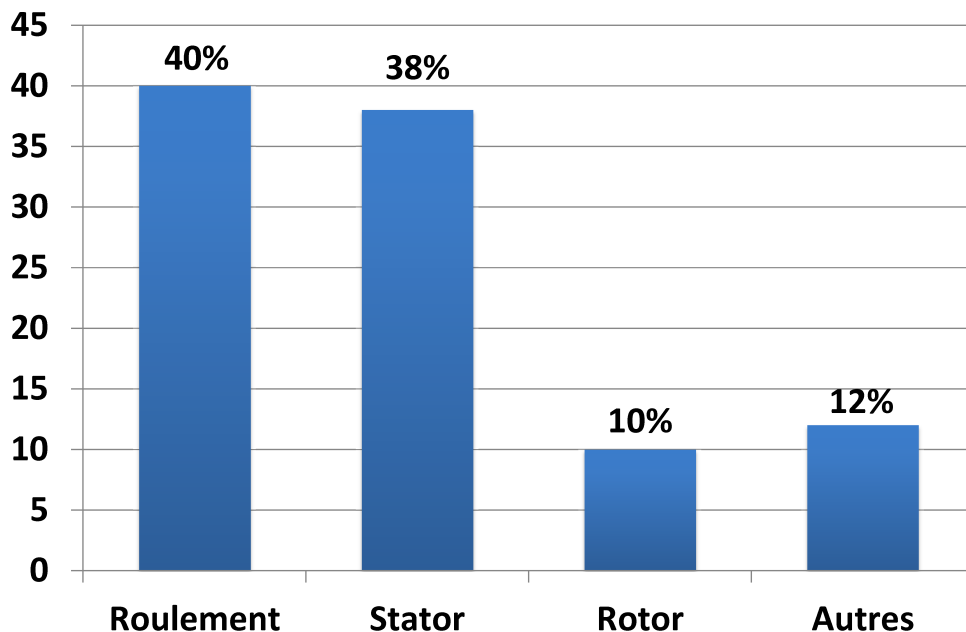


FIGURE 1.19 – Répartition des défauts moteurs [OND06]

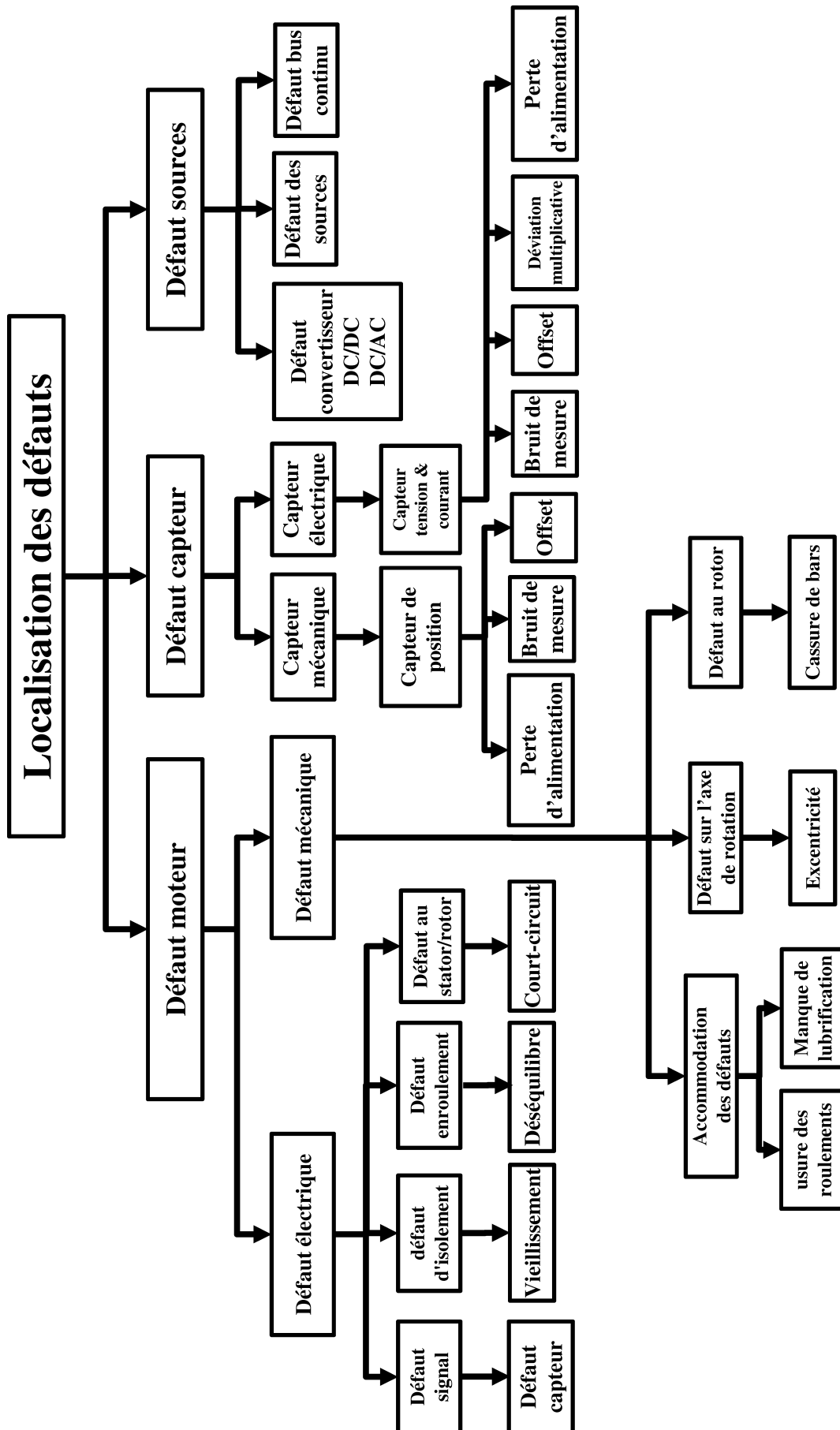


FIGURE 1.20 – Classification des principaux défauts

1.5 Les systèmes tolérants aux défauts

1.5.1 Objectifs de la commande tolérante aux défauts

Malgré toutes les précautions prises sur un système, un défaut ou une erreur peut survenir dû au vieillissement et/ou à des conditions d'exploitation difficiles qui peuvent compromettre les performances voire conduire à un arrêt. Par conséquent, une stratégie doit être mise en œuvre afin d'assurer la continuité de fonctionnement même en présence d'un défaut, c'est à dire en mode dégradé.

Les commandes tolérantes aux fautes (FTC pour Fault Tolerant Control) font partie de ces stratégies. Elles sont caractérisées par la capacité à maintenir des performances acceptables en mode dégradé. Cette tolérance aux fautes peut être assurée grâce à des techniques de contrôle robustes classiques (H_∞ , LPV, Sliding Mode, CRONE, etc.).

Dans les topologies FTC, l'utilisation d'un correcteur robuste unique est communément appelé la Commande Passive Tolérante aux Fautes (PFTC pour Passive Fault Tolerant Control). Elle assure une stabilité et des performances optimales contre des perturbations et des incertitudes du modèle [CHA13]. Cependant, une telle solution présente l'inconvénient de détériorer les performances du système dans des conditions nominales (sans défaut) [CIE07]. En effet, la synthèse d'un correcteur robuste pour la FTC passe par l'ajout de l'entrée défaillante dans le processus de synthèse, cela crée un compromis entre les objectifs de robustesse et de performance en boucle fermée.

Plus récemment, d'autres approches dite Active (AFTC pour Active Fault Tolerant Control) ont été développées pour pallier les inconvénients des architectures passives [ESP08]. Cette architecture est basée sur l'utilisation d'un module de diagnostic appelé FDI (Fault Detection and Isolation). Selon la gravité des défauts, une nouvelle série de paramètres de contrôle est sélectionnée ou une nouvelle structure de loi de commande est appliquée après que le défaut soit détecté.

Pour chaque approche, il existe d'innombrables variantes qu'on essaiera de présenter dans cette section. Ici encore, notre objectif est de réaliser une étude exhaustive des différentes approches existantes et de fournir les outils de mise en œuvre d'un système FTC.

1.5.2 Classification des stratégies FTC

Lorsqu'un défaut se produit dans un système, le principal problème à résoudre réside dans le fait de diagnostiquer idéalement l'apparition de ce défaut, et ensuite décider comment y faire face afin de garantir la continuité de fonctionnement tout en respectant les spécificités du cahier des charges initial. La solution sera de choisir une FTC adéquate pour chaque application. Diverses approches ont été suggérées dans la littérature, des ouvrages y sont consacrés tels que [SLO91][CIE07][ZHA08][VER10] et [ALW11].

La figure 1.21 regroupe une classification de ces méthodes FTC. D'une manière générale ; comme mentionné précisément, il existe deux approches FTC : l'approche Passive et l'approche Active.

Dans l'approche passive, les techniques de contrôle robustes sont sollicitées de manière à ce que la commande du système reste insensible à certains défauts. L'efficacité de cette stratégie

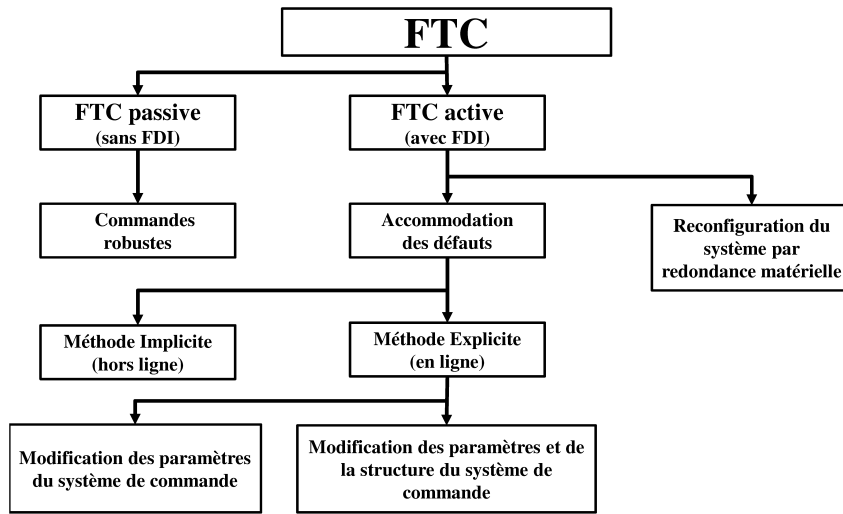


FIGURE 1.21 – Classification des approches FTC

dépend de la robustesse de la boucle fermée du système.

Dans l'approche active un nouveau système de régulation est configuré selon les spécifications du système défaillant. A ce stade, il est possible d'identifier deux méthodes possibles qui peuvent être utilisées dans une démarche active :

- les méthodes basées sur des redondances matérielles ;
- les méthodes basées sur l'accommodation explicite ou implicite vis-à-vis des défauts.

La méthode d'accommodation implicite repose sur l'idée de choisir une autre loi de commande en fonction des défauts détectés ainsi que de leur gravité. Dans ce cas, les structures de commande hybride par commutation sont couramment rencontrées dans la littérature [DIA04][BEN12][RAI14]. D'autre part, le dispositif de commande explicite implique le calcul en ligne des nouveaux paramètres du régulateur une fois qu'un défaut a été détecté [ZHA03], et cela suivant la conception typique des structures adaptatives. Nous présentons dans les paragraphes suivants les différentes approches FTC en se basant sur les travaux réalisés par la communauté scientifique.

Approche passive (PFTC)

Dans une approche passive, une liste de dysfonctionnements potentiels est supposé connue *a priori*, et ni un régime FDI ni un mécanisme de reconfiguration du contrôleur n'est nécessaire. Par conséquent, le terme «passif» indique qu'aucune action supplémentaire ne doit être prise par le système.

Comme le montre la figure 1.22, on trouve une commande conçue pour tolérer les défauts à l'aide d'un régulateur robuste, sans aucune structure de régulation ou de réglage de paramètre. L'objectif d'une conception passive est de synthétiser un contrôleur unique et fixe, afin de rendre un système en boucle fermée aussi insensible que possible à l'ensemble des défauts qui l'affectent. Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un haut niveau de robustesse local.

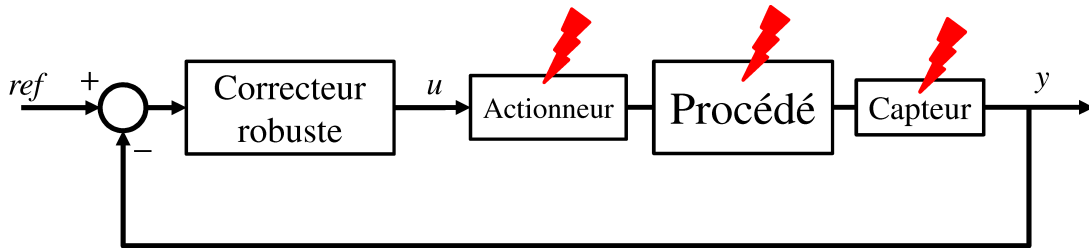


FIGURE 1.22 – Approche FTC passive

Dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes. Néanmoins ce type de solution reste pour le moins discutable car le compromis performance/robustesse conduit à détériorer les performances du système commandé en fonctionnement nominal.

On trouve dans la littérature scientifique plusieurs méthodes de synthèse de loi de commande robuste pour des commandes tolérantes aux fautes. La plupart sont généralement dédiées aux applications aéronautiques vis-à-vis de défauts actionneurs (ex : Système de commande d'angle d'aileron) [LIA02][ZHA08][CHA13] ; d'autres sont destinées à certaines applications en robotique [ROT13b] et éolien [SLO11][ODG13]. Les méthodes utilisées sont essentiellement des synthèses de loi de commande robuste basées sur la minimisation d'un critère LQG, H_∞ . Dans les applications automobiles on peut trouver quelques exemples d'approche PFTC. Dans [WAN13], un défaut additif est appliqué pour un véhicule électrique quadri-moteur sous CarSim, une stratégie basée sur la stabilité de Lyapunov est développée afin d'atteindre les performances FTC requises, d'autres exemples peuvent être trouvés dans [VER10][TOS11][GAO12].

Approche active (AFTC)

Une FTC active réagit à des dysfonctionnements des composants du système (actionneurs, système, et capteurs) en reconfigurant le contrôleur en temps réel en fonction de l'information provenant d'un système de diagnostic FDI. Le terme «actif» correspond à l'action correctrice prise activement par le mécanisme de reconfiguration et adapter le correcteur ou l'architecture de la loi de commande en réponse aux défaillances du système.

Comme le montre la figure 1.23, une FTC active se compose généralement d'une boucle de détection du défaut, d'un dispositif de commande reconfigurable, et d'un mécanisme de reconfiguration de la loi de commande. Ces trois unités doivent travailler en harmonie afin d'effectuer des tâches de contrôle spécifique à un cahier des charges, en termes de performance et de robustesse.

Il est intéressant de voir que, la phase FDI, est généralement le point de départ de la conception de cette architecture, ainsi les objectifs de conception d'une FTC active sont :

- Développer un système FDI efficace, capable de fournir des informations sur un défaut dès son apparition ;
- Synthétiser un correcteur robuste afin de garantir une stabilité et des performances acceptables du système en boucle fermée ;
- Mettre en place un dispositif de reconfiguration du signal de commande dans le système.

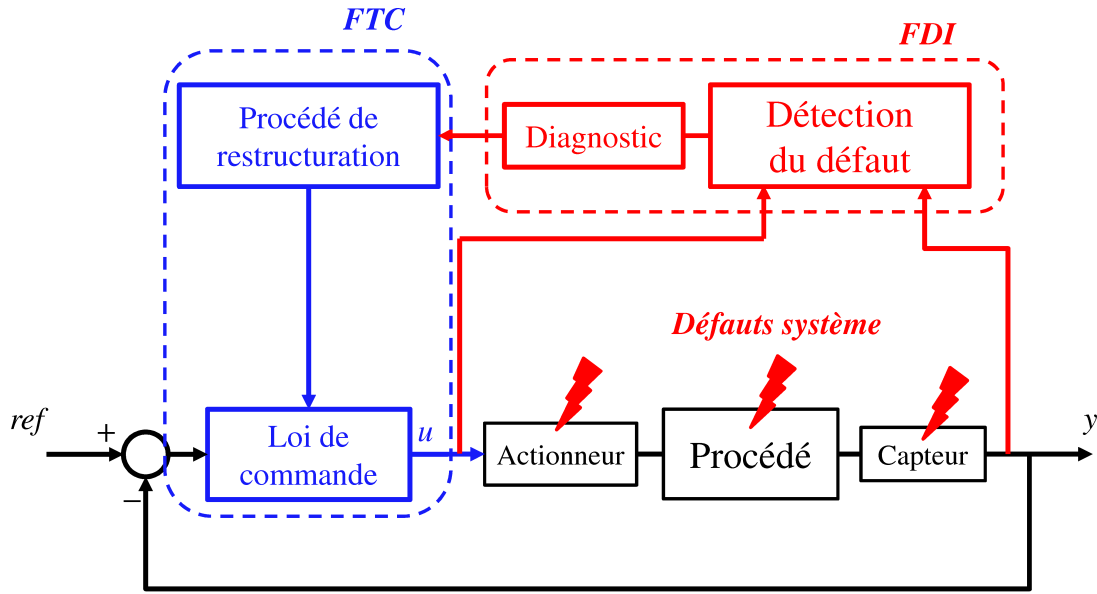


FIGURE 1.23 – Structure principale de l'approche FTC active

Dans ce qui suit, on essaiera de détailler chaque composante de la figure 1.21 à partir des méthodes recensées dans la littérature scientifique.

Reconfiguration du système par redondance matérielle

Les approches actives les plus simples dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance d'actionneurs et/ou capteurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. La figure 1.24 présente un aspect de redondance réservée aux industries de haute technologie. Les mesures m_i sont comparées entre elles et un vote logique permet de localiser le capteur défaillant. Afin de pouvoir localiser le défaut, la redondance matérielle doit être d'ordre impair.

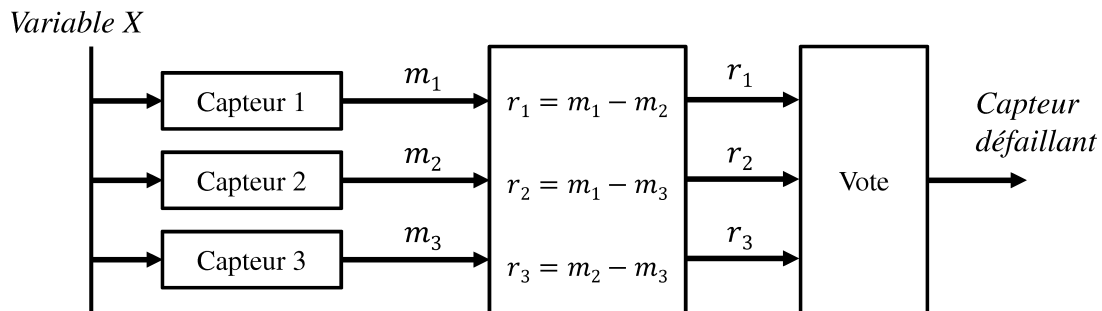


FIGURE 1.24 – Principe de la redondance matérielle [BAR11]

L'avantage de la redondance matérielle réside dans la fiabilité et la simplicité de mise en œuvre de la méthode de diagnostic, elle donne un rendement élevé. En revanche, le coût et l'encombrement (poids et l'espace occupé par le matériel ajouté), ainsi qu'un champ d'application

limité aux défauts des capteurs, constituent les principaux inconvénients. De plus, les entrées sont reliées entre elles et une panne d'alimentation entraîne un arrêt de tout le système de mesure. Il arrive que pour des raisons techniques d'installation, les composants ne peuvent pas être dupliqués [FEL07].

Cette méthode est appréciée dans les applications critiques où aucun échec ne pourrait être toléré, nécessitant ainsi un matériel redondant pour faciliter la reprise après incident. Cette approche est mise en œuvre essentiellement sur des systèmes à haut risques, tels que les systèmes de commande et de surveillance des centrales nucléaires ou les systèmes de pilotage et de navigation des avions [BLA01][STA01][COC00]. Elle est donc utilisée dans les systèmes où la sécurité des biens et des personnes est primordiale.

Reconfiguration du système par redondance analytique

Il existe une redondance analytique s'il existe une ou plusieurs relations ne faisant intervenir que des grandeurs mesurables. L'infirmité de ces relations met en évidence la présence d'un ou plusieurs défauts [STA01].

Un exemple simple de deux capteurs de courant (A_1 et A_2) qui mesurent respectivement les deux courants I_1 et I_2 , comme il est montré sur la figure 1.25

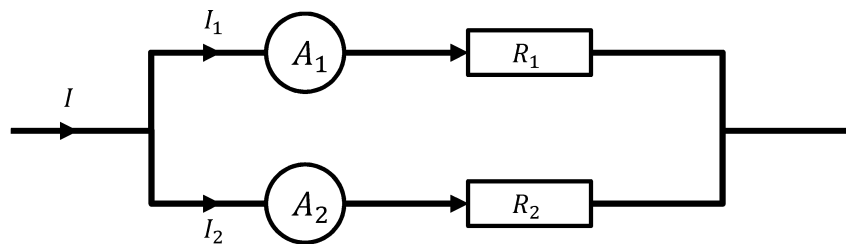


FIGURE 1.25 – Exemple de la redondance analytique pour la mesure du courant [BAR11]

Selon la loi des mailles : $R_1 I_1 - R_2 I_2 = 0$, l'intégrité des deux capteurs peut être alors vérifiée en testant la validité de la relation, un dysfonctionnement de l'un des deux capteurs infirmerait la relation précédente et un défaut pourrait être détecté.

Dans le cas général, et pour faciliter non seulement la détection des défauts mais également leurs localisations, un nombre de relations de redondance analytique est nécessaire (au moins autant de relations que de défauts à localiser) [BAR11]. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique précis du système à surveiller. Pour cette raison, les méthodes utilisant la redondance analytique pour la surveillance sont appelées méthodes à base de modèle. La redondance analytique permet, d'une part, le diagnostic d'un grand nombre de défauts et d'autre part, de remplacer la redondance matérielle par une redondance informationnelle.

Accommodation des défauts

Lorsqu'un recours à des chaînes redondantes d'actionneurs et/ou capteurs n'est plus possible, l'objectif devient alors de concevoir des stratégies d'accommodation des défauts permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut à partir de solutions déterminées en

ligne ou hors ligne. C'est une autre façon d'atteindre une tolérance aux défauts en employant toujours des systèmes de diagnostic en ligne. Un aperçu de l'état de l'art des AFTC dans cette catégorie est décrit dans [CIE07][ZHA08] et [ALW11]. Les principales techniques sont regroupées dans le tableau 1.3 à la fin de la section. Des exemples reflétant les méthodes les plus populaires sur diverses applications sont décrites dans ce qui suit :

a - Commandes robustes

C'est un des aspects de la commande des systèmes s'appuyant sur une conception robuste d'un contrôle implicite. Une des méthodes de contrôle robuste les plus populaires développée durant les années 1980 est la commande H_∞ [MAC89]. Elle est devenue l'une des méthodes les plus développées pour le contrôle multivariable, avec de nombreuses applications allant des processus industriels à des problèmes de contrôle de vol ou de structures flexibles des systèmes spatiaux comme les satellites d'ARIANE-5 [SAM11].

La plupart des approches robustes n'ont pas besoin d'information sur les défauts et ainsi elles peuvent garantir des performances raisonnables en mode sain d'où leurs utilisations dans l'approche passive. La capacité à faire face à des défauts dépend du contrôleur prédéfini qui est basé sur la minimisation de l'effet des incertitudes ou des entrées perturbatrices mais néanmoins le fait que, dans certains cas, le dispositif de commande reste conservatif dans les conditions nominales garantissant la stabilité en cas de défauts. Ainsi les performances à l'état nominal sont parfois sacrifiées au détriment d'une meilleure robustesse. La synthèse d'un correcteur H_∞ passe par une transformation linéaire d'un système perturbé par des entrées exogènes w , schématiquement représentée par la figure 1.26.

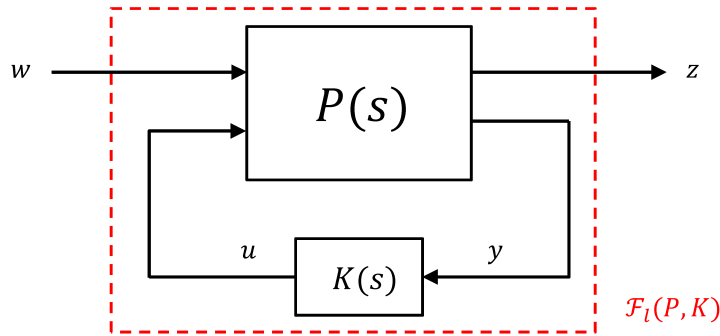


FIGURE 1.26 – Problème H_∞ standard

Le système P possède deux entrées :

- w représente les entrées extérieures, notamment le vecteur de consigne de commande, les perturbations et les bruits ;
- u représente le vecteur de commande.

et deux sorties :

- z les sorties à optimiser pour avoir un bon comportement de la commande ;
- y les mesures disponibles utilisées par le contrôleur pour calculer la commande.

Toutes ces données sont d'une façon générale des vecteurs et P et K sont des matrices. Le système précédent peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Lorsque ce système est rebouclé sur la commande $u = K(s)y$, le transfert en boucle fermée de w à z est donné par la Transformation Linéaire Fractionnelle (LFT) :

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (1.2)$$

Il s'agit donc de synthétiser un correcteur $K(s)$ qui minimise l'impact de w sur z . En d'autres termes, il suffit de minimiser la norme $\|F_l(P, K)\|_\infty$ sur l'ensemble des correcteurs $K(s)$ qui stabilisent le système de manière interne. Le critère quantifiant cette norme est noté γ_{opt} et appelé gain H_∞ optimal.

Pour résoudre cette condition, le problème H_∞ standard est énoncé comme suit [DUC99] :

$P(s)$ et $\gamma > 0$ étant donnés, déterminer $K(s)$ qui stabilise le système bouclé de la fig. 1.26, et assure $\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma$.

Afin de simplifier la résolution de ce problème, les synthèses H_∞ utilisent des fonctions de pondération [APK93][DUC99]. Ces fonctions jouent un rôle très important dans les applications sensibles car elles déterminent la bande passante du système commandé mais aussi sa robustesse et ses propriétés en termes de réjection des entrées perturbatrices. La figure 1.27 donne un exemple d'une synthèse avec 3 pondération W_1 , W_2 et W_3 .

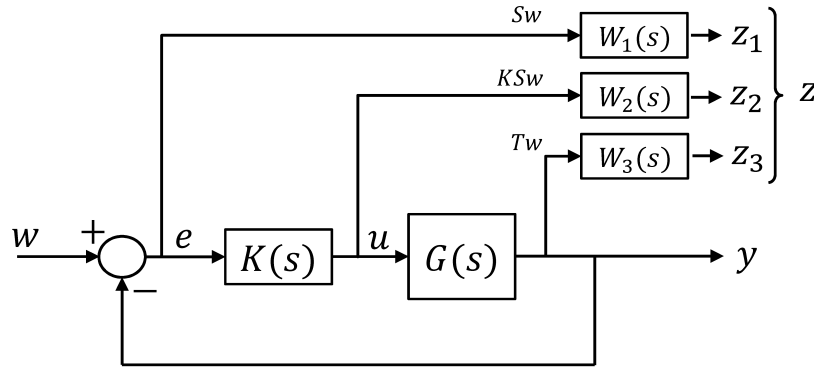


FIGURE 1.27 – Mise en place des pondérations

Le problème H_∞ qui en découle est le suivant [DUC99] :

Déterminer un nombre $\gamma > 0$, et le correcteur $K(s)$ stabilisant le système bouclé de la fig. 1.27 et assurant :

$$\left\| \begin{pmatrix} W_1 S(s) & W_1 S(s) G(s) W_3(s) \\ W_2 K(s) S(s) & W_2 T(s) W_3(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (1.3)$$

avec : $S = (I + GK)^{-1}$

Il faut noter que la fonction de transfert du correcteur final est généralement d'un ordre plus élevé que le système suite à l'ajout des pondérations, dans certains cas [MAG97][BOU11] le dispositif d'acquisition en temps réel est limité en capacité mémoire et la réduction de l'ordre du correcteur est nécessaire afin d'en faciliter l'implémentation.

Dans le domaine de la FTC, plusieurs publications parlent essentiellement d'application pour le contrôle de vol [MAR05][GHE13][HEN14]. On trouve des commandes FTC appliquées aux véhicules par la synthèse H_∞ , par exemple, dans [CHO99] une stratégie FTC/ H_∞ est proposée pour la direction assistée du véhicule pour un défaut de connexion électrique d'un capteur de couple. Une autre approche utilise une synthèse H_∞ Loop Shaping [BOU13a][RAI14] en utilisant une architecture Hybride FTC et GIMC, ces approches seront traitées plus en détail dans le chapitre 2.

La théorie de la conception du système de commande H_∞ peut être étendue à des systèmes à paramètres linéaires variant dans le temps (LPV pour Linear Parametric Varying). On trouve des architectures FTC/LPV dans des publications récentes telles que [KAN04][ROD07][OCA09][ROT13a][SEN13] où les méthodes LPV à paramètres structurés ou polytopiques sont développés à partir d'un système de détection et de diagnostic. En outre, ces méthodes sont applicables à une large classe de défauts où le défaut lui-même est considéré comme entrée perturbatrice. D'autres applications intéressantes du contrôle LPV pour la FTC peuvent être trouvées dans [HAL05][GAS06][WEI08][OCA09]. La figure 1.28 montre un exemple d'une commande active tolérante aux fautes appliquée à un système LPV où l'idée consiste à utiliser les informations de la FDI pour paramétrer le correcteur FTC.

Dans un système LPV, une défaillance peut introduire des changements dans chaque matrice du modèle d'état représentant le système. Ce type de défaillance aura la forme LPV suivante [ROD05] :

$$\begin{aligned} x(t) &= A(\theta_f)x(t) + B(\theta_f)u(t) \\ y(t) &= C(\theta_f)x(t) + D(\theta_f)u(t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

où θ_f est un vecteur de paramètres susceptibles de varier dans le temps représentant les défauts du système.

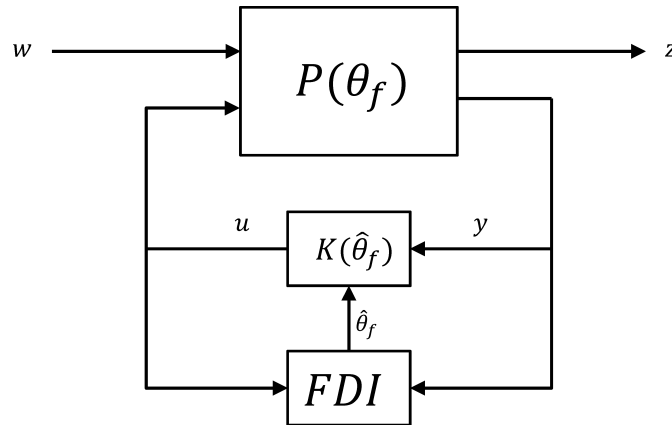


FIGURE 1.28 – Schéma d'une AFTC pour les systèmes LPV [CIE07]

Chaque paramètre $\theta_f(t)$ est supposé mesurable en temps réel et borné par des valeurs max et min, les performances de la loi de commande et du système de diagnostic sont étroitement liées à ce paramètre.

Une autre approche pour synthétiser une loi de commande FTC active pour les systèmes LPV en utilisant des méthodes d'optimisation LMI a été également étudiée. Elle a fait l'objet de nombreux travaux ces dernières années [BEN99][PAT00b][GAS06][WEN06]. L'idée consiste à synthétiser un régulateur LPV $K(\hat{\theta}_f)$ garantissant la stabilité et les performances. Par exemple, dans [GAN02], la synthèse de la commande AFTC est appliquée sur un modèle d'un avion Boeing 747-100/200 en utilisant l'approche LPV en présence de défauts actionneurs. Dans [WEN06] une loi de commande AFTC sur un pendule inverse a été traitée.

b - Commande prédictive

On peut citer directement le modèle de contrôle prédictif (MPC pour Model Predictive Control). Il a été initié essentiellement dans des processus industriels. Ceci est dû au fait que son concept et sa description mathématique sont faciles à comprendre par la plupart des ingénieurs automaticiens. Par conséquent, il n'est pas surprenant que (autre que le *PID* classique) le système MPC est la méthode la plus largement utilisée [MAC03].

L'idée originale de MPC est de permettre au processus de fonctionner au plus près possible des limites du procédé en termes de sécurité, sans pour autant les atteindre, cela afin de maximiser la production et donc le profit. Le principal avantage de la MPC est sa capacité à gérer les limites des contraintes. C'est la principale motivation pour laquelle elle a été introduite dans la FTC.

Des exemples FTC/MPC peuvent être trouvés dans [MAC03][KAN11]. Lors de l'apparition d'un défaut, les composants (non affectés par ce défaut) seront poussés à leurs limites donnant des capacités de gestion incluant des limites dans le processus d'optimisation, et cela grâce à un algorithme de contrôle itératif basé sur un contrôle optimal. Comme dans la plupart des stratégies FTC, la MPC dépend de la fiabilité des informations fournies par les FDI (voir figure 1.29). Dans la mise au point des systèmes de contrôle de vol, il y a encore un manque de transparence dans le processus de conception [ALW11], qui, généralement, exige des essais et des retours d'expérience.

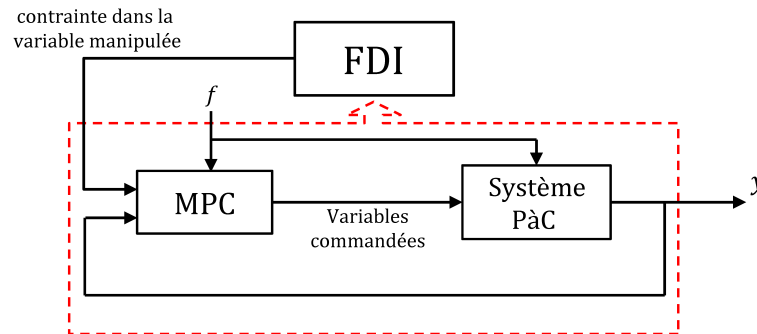


FIGURE 1.29 – Commande MPC tolérante aux défauts d'un compresseur d'une PàC [HEL09]

Dans l'application véhicule électrique, on trouve des exemples dans les approches FTC/VE, notamment dans [PUI08] et [HEL09] où la méthode prédictive assure un bon fonctionnement vis-à-vis de défauts touchants les sources d'énergie d'un véhicule hybride tout en permettant d'améliorer les performances de commande pour une meilleure gestion d'énergie.

c - Commande adaptative

À la base conçue pour les pilotes automatiques, elle trouve sa place dans la FTC des procédés industriels robotisés et particulièrement dans l'aéronautique [DUM02][JON05] où la commande adaptative a été proposée comme un moyen de faire face à un large éventail de conditions de vol [SLO91]. Le contrôle adaptatif ajuste automatiquement les paramètres du correcteur pour atteindre les performances souhaitées. Il existe deux approches : directe et indirecte.

- dans l'adaptation indirecte les paramètres du système doivent être estimés, par exemple, dans le cas d'un système linéaire, la paire de matrice d'état (A,B) a besoin d'être estimée lors de l'apparition d'un défaut ou de variations paramétriques, puis le dispositif de commande est restructuré sur la base de ces informations ;
- dans l'adaptation directe, le contrôleur est conçu directement sans l'estimation des paramètres du système.

Les méthodes les plus connues sont l'approche par modèle de référence (MRAC pour Model Reference Adaptive Control) et le système de commande auto-ajustable (STC pour Sensitivity Time Control). Dans la STC, l'estimation des paramètres en ligne est nécessaire à l'adaptation du régulateur. Tandis que pour le MRAC, les paramètres inconnus ne sont pas parfaitement estimés, mais sont plutôt réglés et ajustés de telle sorte que l'erreur en sortie du procédé converge vers zéro.

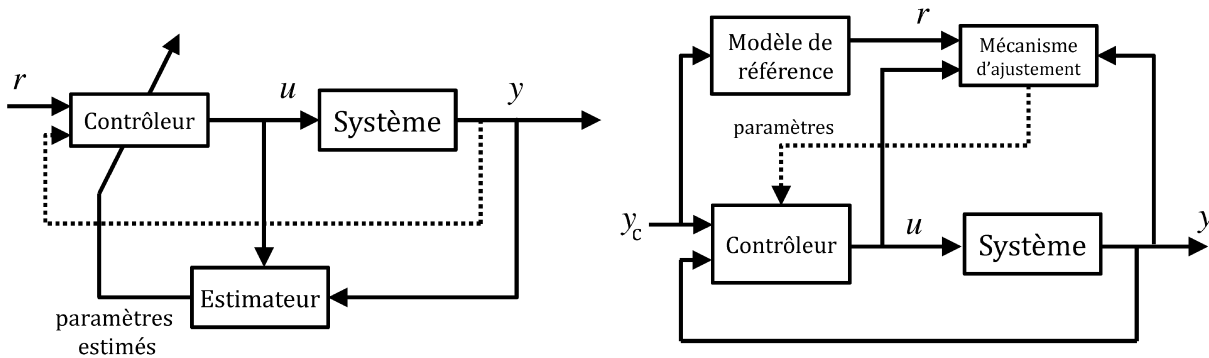


FIGURE 1.30 – Structure des principales commandes adaptatives avec MRAC (à droite) et STC (à gauche) [VER10]

d - Adaptation de la structure de commande – approche multi-modèles

Les méthodes de contrôle classiques s'appuient sur des méthodes linéaires, mais lorsqu'un système réel est mis en œuvre, les contrôleurs généralement linéaires doivent s'adapter aux changements de conditions de fonctionnement, puisque le contrôleur n'est stable que près des conditions de linéarisation. Par conséquent l'utilisation de schémas multi-modèles est une façon de garantir la stabilité et la performance du système.

Ces méthodes sont basées sur un ensemble fini de modèles linéaires reliés par des fonctions d'activation. On peut recenser deux méthodes les plus utilisées dans les commandes tolérantes aux fautes [KHE11] : l'approche Multiple Model Switching and Tuning (MMST) et Interacting Multiple Model (IMM).

Dans les approches MMST/FTC, le système commute vers une loi de commande pré-calculée correspondant à la situation du défaut en cours. La structure est composée par M ensembles de N modèles linéaires, tel que :

$$\begin{aligned} M_i : x_i &= A_i x_i + B_i u_i \\ y_i &= C_i x_i \end{aligned} \quad (1.5)$$

Un régulateur stabilisant K_i est synthétisé pour chaque modèle $M_i \in M$. La loi de commande est obtenue en choisissant le contrôleur correspondant à chaque instant au modèle le plus proche du système nominal. Ce choix se base sur l'erreur entre le modèle estimé et les mesures. Ainsi, le couple [Modèle(M_i)/Régulateur(K_i)] possédant la plus petite erreur est alors choisi. Une période d'attente est imposée afin d'éviter des commutations trop rapides.

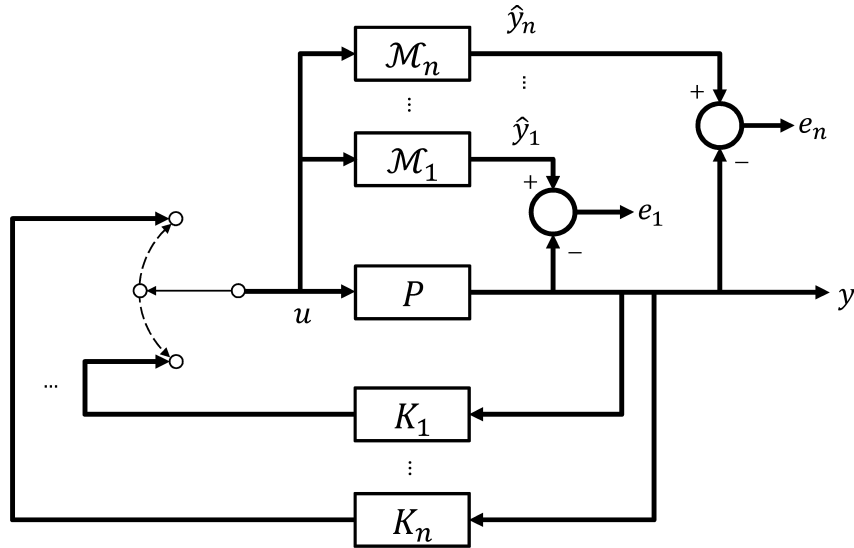


FIGURE 1.31 – Multiple Model Switching and Tuning (MMST) [VER10]

Dans l'approche IMM, l'idée est d'obtenir un ensemble de modèles linéaires M_i qui repose sur quelques conditions liées à la dynamique du système soigneusement choisie et de concevoir un régulateur linéaire en fonction de ces conditions. Lorsque les conditions de fonctionnement changent (défauts/défaillances/variation paramétrique), une sortie du système estimée et les entrées de commandes sont obtenues en additionnant ces modèles linéaires prédéterminés, tel que [VER10] :

$$M_f = \sum_{i=1}^N \mu_i M_i = \mu^T \begin{bmatrix} M_1 \\ \vdots \\ M_N \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

L'hypothèse principale utilisée dans l'IMM est que toutes les conditions de fonctionnement possibles, y compris les défauts et les défaillances peuvent être modélisés comme une combinaison

convexe du modèle linéaire ou de la loi de commande en utilisant un estimateur d'état. [RAG98] et [ZHA01] ont proposé l'utilisation d'un filtre de Kalman pour calculer l'impact des différents défauts. Cette estimation est également utilisée pour obtenir une moyenne pondérée de chaque modèle linéaire prédéfini en vue d'estimer au mieux l'état du système.

Une dernière étape consiste à définir une gamme de contrôleurs prédéfinis selon les défauts. L'idée est que lors de l'apparition des défauts, les valeurs propres du système en boucle fermée doivent être aussi proches que possible de la valeur nominale.

e - Redistribution du signal de commande

L'approche Control Allocation (CA) a la capacité de redistribuer la loi de commande aux actionneurs en cas de défauts. Son originalité réside dans le fait que le contrôleur est conçu sur la base d'un signal de commande virtuel u_d . On trouve des exemples dans l'application véhicule tels que [VOLA08][ZHA13] où une stratégie CA adaptative tolérante à un défaut actionneur est synthétisée pour un véhicule autonome, et en rajoutant un estimateur couplé avec un algorithme d'allocation en vue d'effectuer une reconfiguration de la loi de commande en ligne.

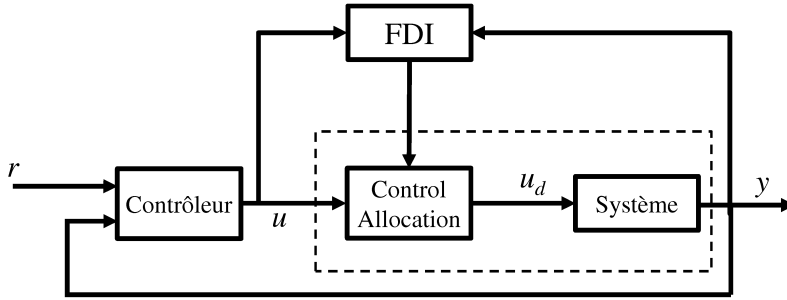


FIGURE 1.32 – Redistribution du signal de commande (CA)

Cette partie d'état de l'art des FTC a montré qu'on dispose d'une large gamme de méthodes pouvant garantir la continuité de fonctionnement des systèmes linéaires ou non linéaires, MIMO ou SISO, stochastiques ou déterministes. Les avantages et les inconvénients de ces méthodes sont résumés dans la tableau 1.3. Ceci dit, la recherche avance rapidement dans la conception de nouvelles architectures FTC et on peut trouver des études mixtes entre les méthodes décrites précédemment. Par exemple, dans [XUE08] on trouve une application H_∞ /MPC dont la robustesse acquière la capacité à gérer les contraintes explicitement pour des défaut actionneurs et capteurs. Dans [ALW13] on trouve un système FTC utilisant une combinaison de méthodes Sliding Mode/LPV/CA pour une défaillance d'hélice d'un octorotor.

Le principe des solutions proposées est la recherche de structures FDI/FTC dans le but d'effectuer une estimation du défaut, suivi d'une correction dépendant du défaut détecté. L'objectif est de concevoir un contrôleur qui est implicitement tolérant aux défauts et d'effectuer la détection et l'isolation en interprétant convenablement l'état de la commande. Mais la procédure ne s'arrête pas là, l'activation de ces correcteurs robustes passe par la conception de modules

1.6. Classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts

de diagnostic. Le paragraphe suivant donnera les principales méthodes basées sur le diagnostic quantitatif et qualitatif.

TABLE 1.3 – Avantages et inconvénients des différentes approches FTC

Classe	Approche	Avantage/spécification	Inconvénients/Limites
Commande robuste	H_∞	- étude fréquentielle - commande optimale	- choix des pondérations - ordre du correcteur élevé
	SMC	- gérer toutes les formes de défaillances structurelles	- peut gérer une perte d'efficacité partielle et non une perte totale
	LPV	- garantie de stabilité et de performances sur l'ensemble de l'espace de travail	- matrice à inverser en ligne - condition sur la stabilité difficilement applicable en pratique
	CRONE	- correcteur d'ordre non-entier	- ordre du correcteur élevé
Prédictive	MPC	- gère les contraintes de l'actionneur	- le temps d'exécution
Commande adaptative	MRAC	- estimation en fonction de la commande	- la complexité de l'algorithme
	STC	- estimation ne dépendant pas de la commande	- sensible au bruit de mesure - dépend de la précision de paramètres estimés
	GIMC	- adaptabilité de la loi de commande	- ordre du correcteur élevé
Redistribution du signal de commande	CA/IND	- indépendant des blocs de la structure	
Adaptation de la structure de commande	MMST	- linéarisation des modèles	- dépendance à la robustesse du système FDI pour identifier le bon modèle
	IMM		- période d'attente imposée

1.6 Classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts

Les premières méthodes de diagnostic basées sur la redondance matérielle sont appliquées sur les systèmes jugées critiques comme pour l'aéronautique et le nucléaire. Les principaux inconvénients de la redondance matérielle sont liés au coût de la multiplication des composants ainsi qu'à l'encombrement et au poids additionnel qui en découle.

Les solutions apportées par les avancées technologiques ont permis d'utiliser des calculateurs afin de surveiller le système en temps réel et de gérer la correction en cas de panne. Cela permet d'éliminer en partie, ou même en totalité, la redondance matérielle pour le diagnostic et passer plutôt à des redondances analytiques. Pour répondre à cette démarche de diagnostic, il existe de nombreuses techniques qui ont fait l'objet d'un grand nombre de travaux. A ce jour, nous pouvons distinguer deux communautés de recherche distinctes et parallèles qui abordent le problème de diagnostic de défauts [ISS11] : les communautés FDI (Fault Detection and Isolation) et DX (Diagnosis) :

- les communautés FDI étudient les méthodes quantitatives basées sur une modélisation physique des systèmes ;
- les communautés DX étudient les méthodes qualitatives basées sur les données mesurées.

En réalité, ces deux types d'approches coexistent souvent au sein d'un système de diagnostic.

On peut le constater dans la figure 1.33 qui présente un panorama général des différentes méthodes de diagnostic. Des travaux récents ont commencé à s'intéresser à cette potentielle liaison FDI/DX [NYB03][BIS04][COR04][GEN04], visant à l'analyse des hypothèses et des démarches méthodologiques des techniques associées aux deux communautés. La clarification et la mise en correspondance des concepts sous-jacents et la mise en œuvre d'un cadre commun de travail pour effectuer une étude comparative précise et développer des outils de calcul. Dans certain cas, il est possible que la phase de détection soit résolue par les outils quantitatifs tandis que le problème de localisation sera résolu à l'aide des concepts quantitatifs [ISS11].

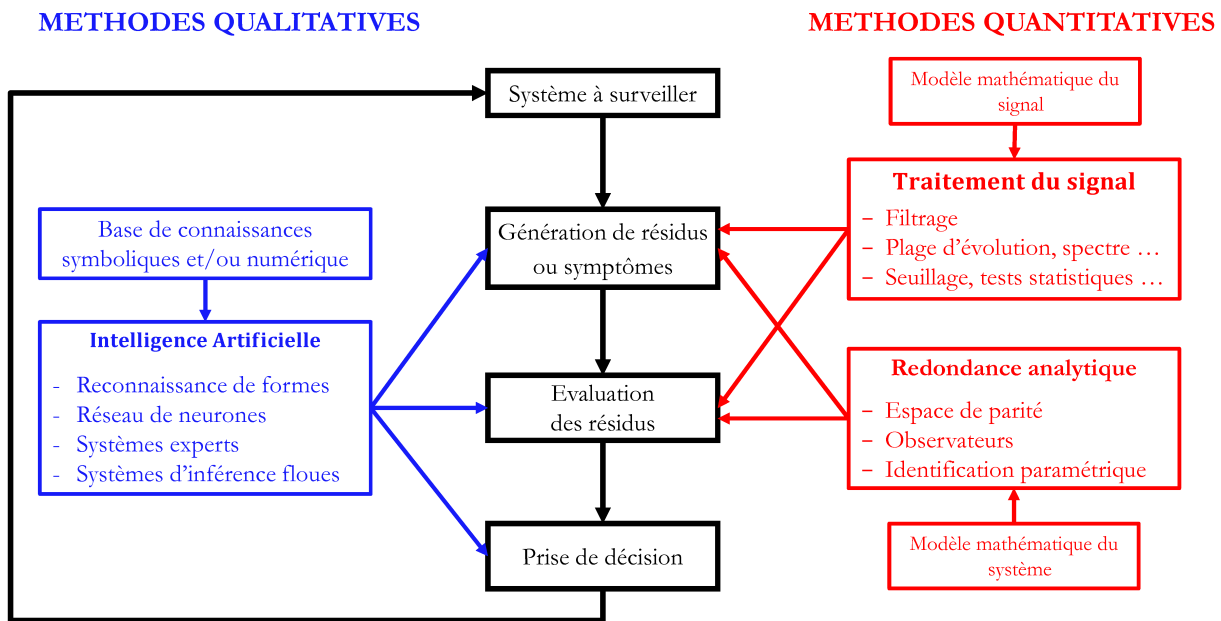


FIGURE 1.33 – Classification des techniques de diagnostic [TOS11]

1.6.1 Diagnostic quantitatif

Dans la FTC active, la FDI joue un rôle essentiel en fournissant des informations sur les défauts du système afin de permettre qu'une reconfiguration appropriée puisse avoir lieu. L'interconnexion des FDI avec la FTC est discutée dans [ZHA03][ZHA06] mettant l'accent sur l'importance de la robustesse du diagnostic dans la plupart des systèmes AFTC. Il existe de nombreuses classifications des systèmes de détection du défauts dans la littérature [ISE97][ZHA08][TOS11]. On s'intéressera particulièrement au diagnostic à base de modèle physique. Cette partie peut être regroupée en deux grandes catégories : FDI utilisant des schémas résiduels et FDI par espace de parité.

Principe de génération de résidus

On se base sur la disponibilité d'un modèle mathématique du procédé étudié. Si le modèle reflète fidèlement la dynamique du système en mode non dégradé alors l'erreur entre les grandeurs estimées et mesurées traduira la présence d'un ou plusieurs défauts sous l'image de résidus.

1.6. Classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts

Une comparaison de ce résidu à des seuils de détection sera nécessaire afin de détecter le moment de l'apparition des défauts. La figure 1.34 montre le procédé de génération des résidus et leurs évaluations aux entrées inconnus $d(t)$ (ex : incertitude de modélisation) et aux défauts $f(t)$.

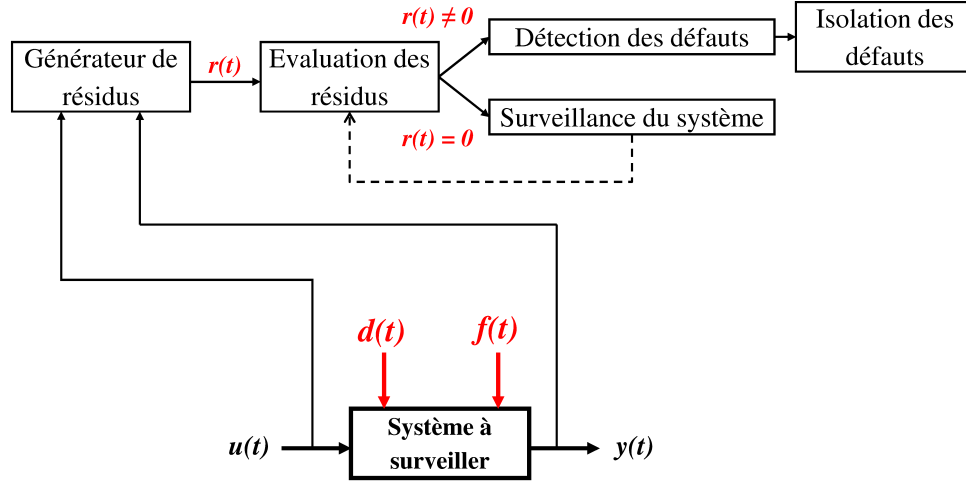


FIGURE 1.34 – Procédé de diagnostic par génération de résidus [TOS11]

Dans le cas général, à partir d'équations mathématiques reflétant les principales dynamiques d'un système physique, on arrive à modéliser le système sous la forme d'état :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{1.7}$$

$A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, et $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ représentent les matrices d'évolution, d'entrée et d'observation respectivement. $x(t) \in \mathbb{R}^n$ représente les états du système, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ représente les signaux de commande et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ représente les sorties du système.

A partir de ce modèle, il est possible de générer un signal de résidu $r(t)$ permettant de transmettre l'image d'un éventuel défaut affectant le système de l'équation 1.7.

Une hypothèse couramment utilisée [TOS11] consiste à considérer les perturbations comme des entrées additives sur la dynamique des états $x(t)$ et des sorties $y(t)$, on aura ainsi le système perturbé suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F_x f(t) + D_x d(t) \\ y(t) &= Cx(t) + F_y f(t) + D_y d(t)\end{aligned}\tag{1.8}$$

Les matrices D_x et D_y liées à l'application d'entrées perturbatrices sont supposées connues et les matrices F_x et F_y sont les matrices d'action des défauts $f(t)$ à détecter.

Les transferts entre toutes les entrées du système (u , f et d) et la sortie y s'écrivent sous la forme :

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s)\tag{1.9}$$

$$\begin{aligned} G_u(s) &= C(SI - A)^{-1}B \\ G_f(s) &= C(SI - A)^{-1}F_x + F_y \\ G_d(s) &= C(SI - A)^{-1}D_x \end{aligned} \quad (1.10)$$

Comme dans la figure 1.34, l'expression du résidu sera fonction des entrées $u(s)$ du système et des sorties $y(s)$ de l'équation précédente, ainsi :

$$r(s) = H_u(s)u(s) + H_y(s)y(s) = (H_u(s) + H_y(s)G_u(s))u(s) + H_y(s)G_f(s)f(s) + H_y(s)G_d(s)d(s) \quad (1.11)$$

Il est clair que si ce résidu est nul cela voudra dire qu'aucun défaut n'existe, et s'il prend une valeur différente de zéro alors un défaut sera détecté, en d'autres termes :

$$\begin{aligned} r(s) &= 0 & si & f(s) = 0 \\ r(s) &\neq 0 & si & f(s) \neq 0 \end{aligned} \quad (1.12)$$

Afin que ces deux conditions soient correctes, les matrices $H_u(s)$ et $H_y(s)$ doivent satisfaire :

$$\begin{aligned} H_u(s) + H_y(s)G_u(s) &= 0 \\ H_y(s)G_d(s) &= 0 \\ H_y(s)G_f(s) &\neq 0 \end{aligned} \quad (1.13)$$

La synthèse du générateur de résidus consiste finalement à choisir judicieusement les deux matrices $H_u(s)$ et $H_y(s)$ afin de définir une table de signature des défauts qui sera exploitée pour la localisation des défauts.

La figure 1.35 donne un exemple d'un système soumis à défauts $f = [f_1, f_2, f_3]$ pour lequel on dispose d'un générateur de résidus à trois composantes $r = [r_1, r_2, r_3]$. Ce vecteur de résidu sera sensible aux variations du vecteur d'entrées défaillant de telle sorte que la table des signatures détectera systématiquement le défaut actif, qui dans notre exemple sera f_3 .

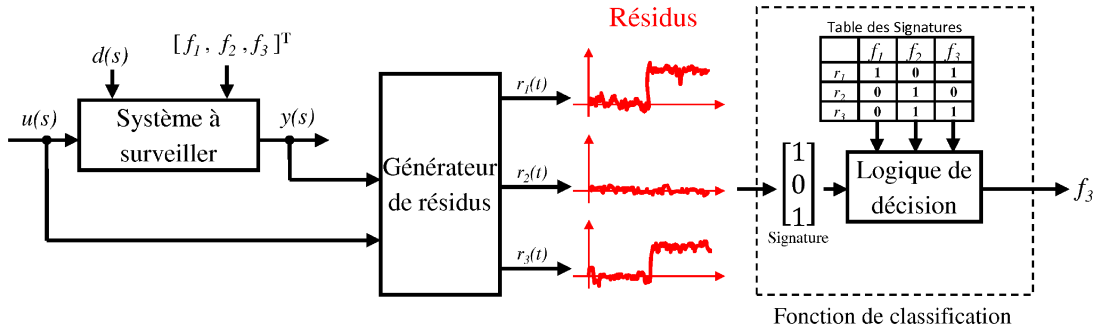


FIGURE 1.35 – Exemple de détection et de localisation des défauts [TOS11]

Diagnostic par espace de parité statique

C'est une approche relativement simple à réaliser, son principe est de chercher des liaisons entre les différentes mesures du système. Elle a été initiée dans [CHO80][CHO84] et on retrouve quelques applications dans [GER91][PAT94]. Le modèle mathématique discret utilisé est le suivant :

$$y(k) = Cx(k) + F_y f(k) + D_y d(k) \quad (1.14)$$

1.6. Classification des méthodes de diagnostic et de détection des défauts

Le but est de construire un vecteur de résidus $r(k)$ tel que : $r(k) = Wy(k)$ (Combinaison linéaire des mesures), ainsi :

$$r(k) = WCx(k) + WF_y f(k) + WD_y d(k) \quad (1.15)$$

La matrice W permet de projeter les mesures de $y(k)$ dans un espace de parité (figure 1.36), elle doit être déterminée de sorte que $WC = 0$ et $WD_y = 0$.

Dans la pratique, il est rare qu'une telle matrice existe, il est préférable d'éliminer le dernier terme de $r(k)$ puis vérifier *a posteriori* ces conditions.

W doit être de plein rang ligne et elle existe si et seulement si $n_c > \text{rang}(C)$ avec n_c le nombre de capteurs. Cela nous permet de tracer les vecteurs colonnes de $W(k)$ et le vecteur $r(k)$ pour chaque instant k .

Un exemple simple est de considérer un système avec 3 capteurs de technologies différentes susceptibles d'être perturbés par un bruit de mesure par exemple. Graphiquement on peut constater qu'il y a une certaine colinéarité entre $r(k)$ et W_1 (le vecteur colonne 1 de W). On peut donc en déduire que le capteur 1 est défaillant.

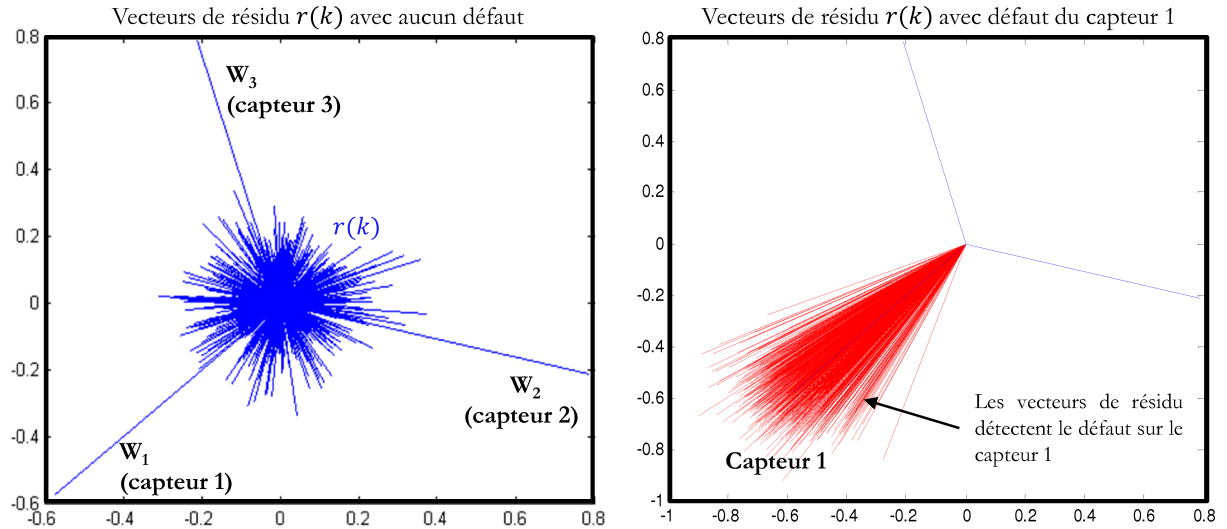


FIGURE 1.36 – Exemple de l'approche par espace de parité statique, à gauche aucun capteur défaillant et à droite un seul capteur défaillant

Diagnostic par espace de parité dynamique

La redondance dynamique est une généralisation de la redondance statique dans le cas où l'on utilise un modèle dynamique. Elle est basée sur l'utilisation de l'état passé des mesures sur un horizon temporel [CHO84]. Pour générer les relations de redondance on cherche l'expression de $y(k-s, k)$ tel que :

$$y(k-s, k) = O_s x(k-s, k) + \phi_1 u(k-s, k) + \phi_2 d(k-s, k) + \phi_3 f(k-s, k) \quad (1.16)$$

où O_s est une matrice d'observabilité d'ordre s égale à $[C \ CA \dots CA^s]^T$. L'objectif est de trouver une matrice W telle que : $WO_s = 0$.

Si la condition d'existence $m(s+1) > \text{rang}(O_s)$ est respectée alors on peut calculer le vecteur de résidu $r(k)$, avec l'équation :

$$r(k) = W(y(k-s, k) - \phi_1 u(k-s, k)) \quad (1.17)$$

Dans le cas parfait, pour que le résidu soit insensible aux perturbations il faut que $W\phi_2 = 0$, mais ce cas dans la pratique est impossible et donc le choix de W doit satisfaire la condition d'existence. De plus pour améliorer la détectabilité, on cherche un sous espace qui doit être le plus parallèle possible vis-à-vis des défauts et le plus orthogonal possible vis-à-vis des perturbations.

Il existe un compromis entre précision et rapidité de la détection lors d'une expérimentation réelle, comme on l'a vu précédemment. L'approche par espace de parité s'appuie essentiellement sur des modèles discrets dépendant du pas d'échantillonnage avec un fonctionnement sur plusieurs itérations. Le nombre d'itérations augmente si les conditions d'existence ne sont pas satisfaites et rend ces techniques difficilement implémentables. Afin de résoudre ce dilemme, il est préférable d'utiliser d'autres techniques de diagnostic, basées sur les observateurs.

Diagnostic à base d'observateur

La principe de base est représenté par la figure 1.37 où on réalise une estimation des sorties du système à partir des grandeurs accessibles à la mesure. Le vecteur de résidu est l'écart entre la sortie estimée et la sortie mesurée. Dans [MOI06], on trouve l'utilisation des observateurs où chaque borne du vecteur d'état est estimée avec un observateur classique. Les gains des observateurs sont choisis telles que les dynamiques des erreurs d'estimation restent monotones. La propriété de monotonie permet d'assurer la positivité des erreurs d'observation et ainsi la garantie de l'appartenance de la vraie valeur (inconnue) au domaine estimé rendant le diagnostic d'autant plus robuste.

Des travaux récents ont permis de relaxer ces hypothèses pour des systèmes linéaires à temps invariant en utilisant des changements de coordonnées linéaires [MAZ10a][MAZ10b] et pour des systèmes non linéaires [RAI12].

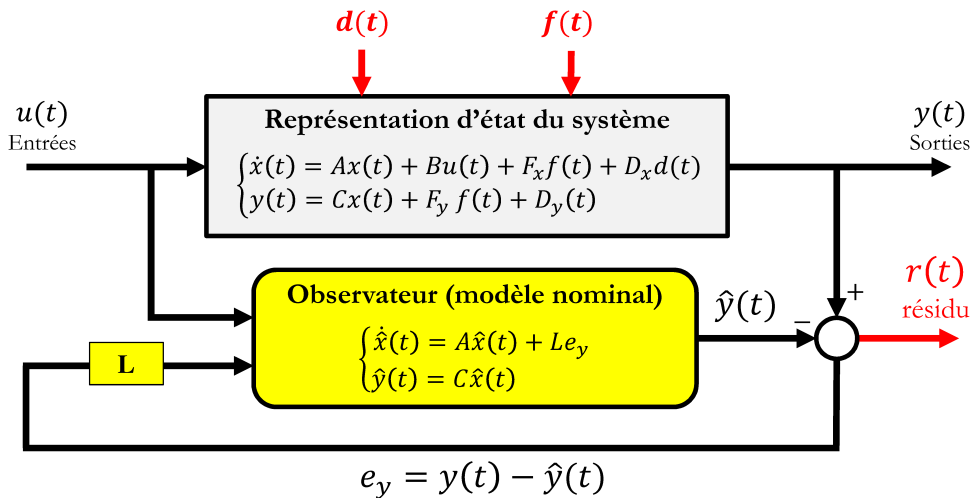


FIGURE 1.37 – Générateur de résidus à base d'observateur [TOS11]

1.6.2 Diagnostic qualitatif

Une classe notable de technique de diagnostic à base de modèle utilisant des outils d'informatique et d'intelligence artificielle fait l'objet de recherche active au sein de la communauté d'intelligence artificielle (communauté DX). Ces techniques reposent aussi sur la détection d'écart entre les observations et les comportements prédits par un modèle. Cependant à l'opposé des techniques présentées dans la section précédente (communauté FDI), ces techniques utilisent des modèles qualitatifs et des approches logiques, tels que la logique floue [ISE97], les réseaux de neurones artificiels [KIO94], les modèles de causalité et la reconnaissance des formes [DEN98]. Plusieurs travaux ont mis l'accent sur le développement d'approche de diagnostic en combinant les concepts de relations de redondance avec les outils de raisonnement logique développés dans le domaine de l'intelligence artificielle [GEN04].

Ces méthodes qualitatives s'appuient sur le traitement de données (traitement du signal ou intelligence artificielle). Des exemples sont décrits dans [KLE87][ITO02][WIT06][SOU11]. L'un des principaux problèmes liés au diagnostic à base de modèle est le niveau qualitatif du modèle. Les erreurs résultants des modèles imparfaits ou inexacts affecteront la performance de diagnostic du système [PAT00a][PAT00b]. L'utilisation de méthodes à base de modèle se traduit généralement par une conception trop conservatrice ou trop compliquée, limitée à certaines catégories d'incertitudes [PAT00b].

La littérature sur la détection et l'isolation de défauts et celle dédiée au diagnostic qualitatif montre une grande diversité. Il existe plusieurs façons de catégoriser ces méthodes, les plus courants sont ceux utilisant la logique floue tandis que d'autres optent pour les méthodes par classification. Le diagnostic par classification regroupe plusieurs approches, les plus connus sont :

- approche par réseau de neurones [BEZ81][BIS95][JAN97] ;
- méthodes par reconnaissance des formes ;
- méthodes basées sur l'analyse de distance (coalescence ou clustering) [BAB98] ;
- méthodes linéaires de type Analyse en Composantes Principales (ACP) [FIC36] ;
- k -plus proche voisin [FIX51] ;
- méthode LAMBDA (Learning Algorithm for Multivariate Data Analysis) [AGU82][CAR91].

Quel que soit le type de défauts (capteurs, actionneurs ou systèmes) et la nature de défauts (simples ou multiples), ces techniques répondent à la problématique de diagnostic.

Dans [KOW05], le diagnostic neuro-flou est considéré avec l'ajout d'un seuil adaptatif, cela permet d'atteindre un certain niveau de robustesse. Un des avantages de l'utilisation de l'approche intelligente, en particulier les réseaux de neurones, est sa capacité à modéliser une fonction non linéaire d'une manière rapide et facile.

Dans [DEL96], une approche est proposée utilisant des techniques de traitement de signal pour des comportements sains et défaillants. L'étude traite une détection de défaut et une procédure d'isolement sur un onduleur triphasé alimentant une machine asynchrone en utilisant des techniques de reconnaissance des formes. La procédure de diagnostic repose sur des classificateurs linéaires par la méthode de Séparateurs à Vaste Marge (SVM pour Support Vector Machines). Il est montré qu'il est possible de régler la SVM et donc l'influence de la normalisation des données pour effectuer un diagnostic efficace avec des données expérimentales.

Approche floue du diagnostic

La méthodologie a été proposée par [WEB99] pour le diagnostic basé sur une approche de type logique floue (figure 1.38). Une hypothèse forte de cette technique est la dépendance logique de la signature associée aux défauts multiples, et définie comme une combinaison "OU" des signatures associées aux défauts simples. La méthodologie est basée sur la structure de la matrice d'incidence qui n'est rien d'autre que la matrice de signatures (booléenne).

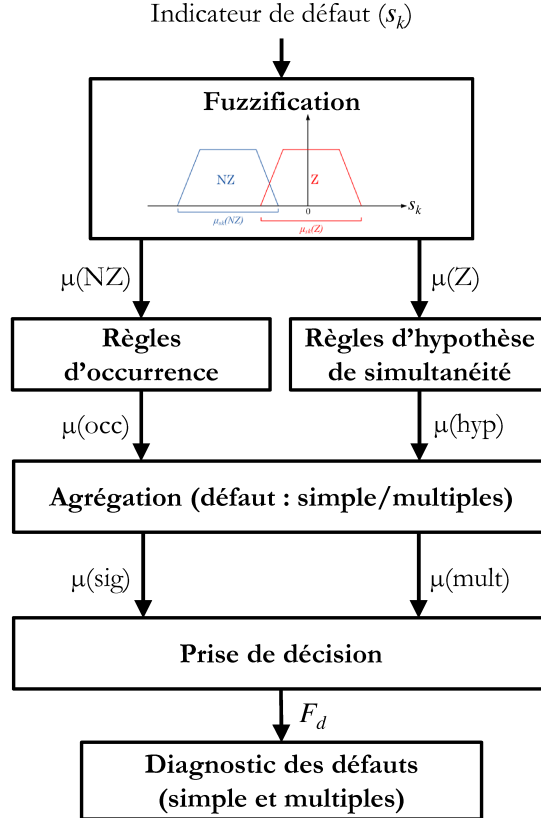


FIGURE 1.38 – Stratégie de diagnostic basée sur une approche floue [WEB99]

Chaque indicateur de défaut S_k appartient à deux ensembles flous notés NZ (pour Non Zéro) et Z (pour Zéro) moyennant les fonctions d'appartenance respectives $\mu(NZ)$ et $\mu(Z)$. Ces fonctions passent par une série de calcul en utilisant des règles d'occurrence et d'hypothèse de simultanéité pour un défaut f_j avec un autre défaut f_k tel que $k \neq j$. La distinction entre l'apparition d'un défaut simple et l'apparition simultanée de plusieurs défauts se fait grâce à l'agrégation des attributs des étapes précédentes. La dernière étape consiste en la décision finale du diagnostic présentée sous la forme d'un vecteur F_d de dimension égale au nombre de défauts, calculé par l'algorithme suivant [ISS11] :

$$\begin{aligned}
 &\mu(\text{sig})_{f_j}(\text{VRAI}) = \max(\mu(\text{sig})_{f_n}(\text{VRAI})) \\
 &\text{SI } \mu(\text{sig})_{f_j}(\text{VRAI}) \geq \max(\mu(\text{mult})_{f_n}(\text{VRAI})) \\
 &\text{ALORS } F_d = [0 \cdots \text{sig}_{f_j}(\text{VRAI}) \cdots 0] \\
 &\text{SINON } F_d = [0 \cdots \text{mult}_{f_x}(\text{VRAI}) \cdots \text{mult}_{f_y}(\text{VRAI}) \cdots 0]
 \end{aligned}$$

Approche par réseau de neurones

Depuis la fin des années 1990, il y a eu une augmentation dans la recherche sur le diagnostic qualitatif, surtout ceux qui utilisent l'intelligence artificielle et des approches de "Soft Computing" tels que les réseaux de neurones [KOR04][KOW05][BOC06][WIT06].

Un réseau de neurones peut être défini comme une structure constituée de plusieurs entités de calcul inter-connectées appelées neurones. Par analogie aux neurones biologiques, un neurone artificiel est sensible à un certain nombre de paramètres d'entrée de telle sorte que sa sortie soit active lorsque la somme pondérée de ses signaux d'entrée dépasse un certain seuil appelé "seuil d'activation" [ISS11]. Les architectures basées sur les réseaux de neurones les plus utilisées en diagnostic, sont le Perceptron Multi Couches (PMC) [ZEM03] et les réseaux à Fonctions de Base Radiales (RBR)[BER96]. Un schéma représentatif de l'architecture d'un réseau de neurones est présenté dans la figure 1.39.

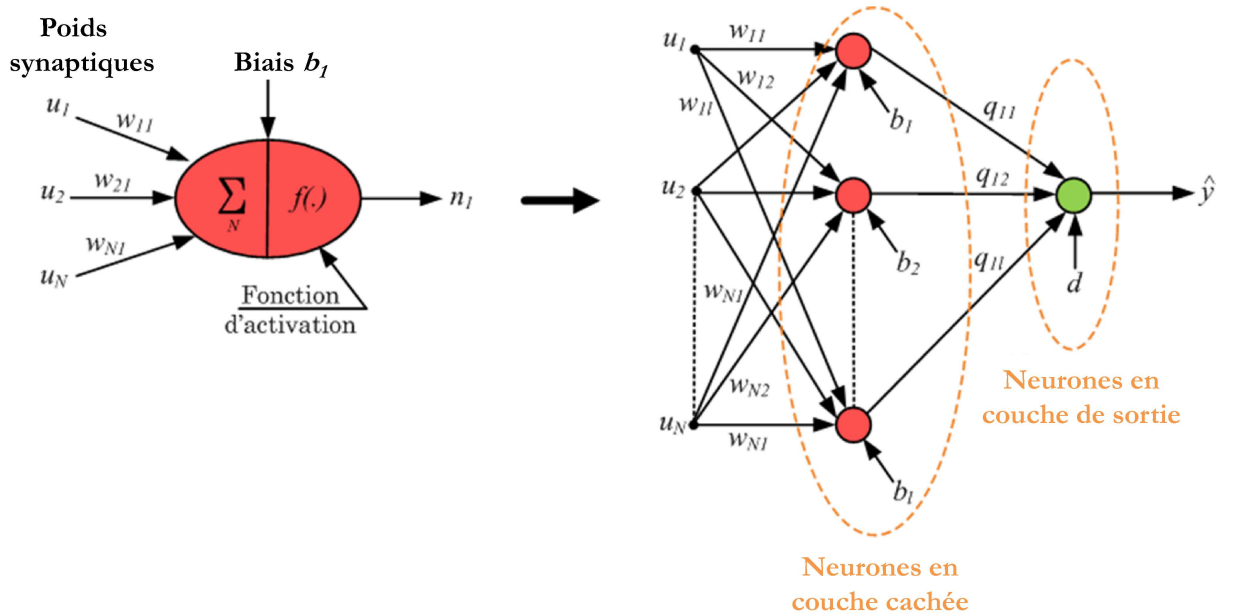


FIGURE 1.39 – Architecture d'un réseau de neurone [ISS11]

La phase d'apprentissage est suivie d'une phase de test, qui consiste à appliquer aux réseaux des exemples n'ayant pas été utilisés précédemment, permettant d'évaluer leurs capacités de génération. Plusieurs travaux de recherche ont introduit les algorithmes génétiques pour assurer un choix optimal des paramètres des réseaux [HIS04][NOB04][SHO08].

Dans [PAT00b], une combinaison numérique (quantitative) et symbolique (qualitative) de la reconnaissance du système, a été proposée. Le concept est de structurer le réseau de neurones dans un format de la logique floue qui permet la génération résiduelle (utilisant la rapidité du réseau neuronal pour modéliser la dynamique non linéaire du système) puis l'évaluation et le diagnostic de l'anomalie (par l'intermédiaire de la logique floue).

Dans [JAK00][SAM01], des techniques d'optimisation par algorithme génétique et de la classification par un réseau de neurone artificiel ont pu améliorer la surveillance des machines en

déTECTANT l'évolution d'un défaut dans le temps.

Diagnostic par reconnaissance des formes

L'approche par reconnaissance de formes pour le diagnostic se base sur la connaissance d'un ensemble de mesures effectuées sur le processus et permet de séparer l'espace paramétrique en plusieurs classes (voir figure 1.40), ensuite prendre une décision concernant ces mesures en utilisant les lois de probabilité [CAS03][ZEM03]. Ces techniques supposent la connaissance *a priori* de tous les états de fonctionnement (normal et défaillant), et ne prennent pas en compte l'évolution du système. On peut retrouver des travaux de diagnostic par reconnaissance des formes qui améliorent la décision sur les frontières des classes comme l'approche Bayésienne [DJE07], les réseaux de neurones [SOR91] ou la logique floue [ZEM03].

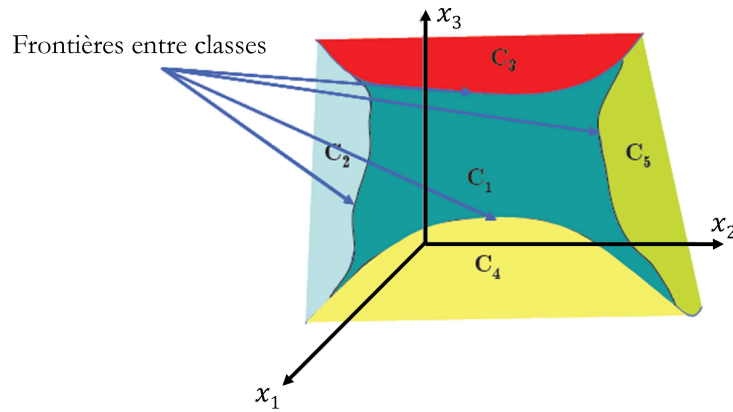


FIGURE 1.40 – Exemple de répartition de classes dans un espace paramétrique [DJE07]

1.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons fait un tour d'horizon des chaînes de tractions des véhicules électriques et hybrides utilisant des moteurs électriques de différents types. Les moteurs alternatifs sont ainsi les plus communément utilisés, à leur tête les moteurs synchrones. Cependant, en se basant sur plusieurs études comparatives, les moteurs asynchrones développent des performances équivalentes, et sont ainsi de bons candidats. Il est même envisageable que dans 5 ou 10 ans ils seront de plus en plus utilisés dans les chaînes de tractions de véhicules électriques ; déjà avec la MIA 2010, la Twizy 2012 et avec de futur prototypes chez Tesla Motors, Nissan et Honda.

Nous avons présenté ensuite une synthèse des différentes méthodes de commande tolérante aux défauts. La synthèse présentée n'est certes pas complète, mais nous nous sommes efforcés de présenter les principales méthodes qui nous semblent essentielles pour le développement de nos travaux. En effet, dans un premier temps, nous avons abordé les systèmes FTC, leurs objectifs, leurs structures. Dans un second temps, nous avons présenté une synthèse des travaux de recherche intégrant l'analyse et le diagnostic des défauts. Nous avons constaté que la plupart des méthodes FTC sont appliquées essentiellement au secteur aéronautique, et en raison d'une électrification croissante des véhicules, l'étude de commandes tolérantes aux fautes ne peut être

que bénéfique, car la sureté du véhicule et donc du passager sont toutes aussi importantes.

Dans les chapitre 2 et 3 nous allons proposer des architectures AFTC garantissant la fiabilité des chaînes de traction des véhicules électriques.

Chapitre 2

STRUCTURES ACTIVES TOLÉRANTES AUX DÉFAUTS ET OBSERVATEUR

L'objectif de ce chapitre est de présenter deux architectures de commande active tolérantes à deux types de défaut du capteur mécanique dans une chaîne de traction électrique, l'un additif et l'autre multiplicatif. Comme décrit précédemment, l'AFTC a pour but de s'accommoder automatiquement à l'effet des défauts, en intégrant des commandes robustes et une stratégie de détection et de diagnostic (Fault Detection and Isolation).

La synthèse d'une loi de commande robuste peut être structurée de différentes manières en passant par l'utilisation de modèles mathématiques pour assurer la stabilité et la robustesse du système vis-à-vis des défauts.

Le module de détection et de diagnostic peut être réalisé à base d'observateur. Cette solution est la plus couramment utilisée dans la génération des résidus à partir des paramètres mesurables du système. Le problème général qui se pose est de savoir comment intégrer les techniques de diagnostic existantes au profit de la commande tolérante aux défauts. Avant de développer notre solution, nous présentons la synthèse d'un observateur de diagnostic et des correcteurs robustes pour la commande tolérante aux défauts, puis on présentera des résultats de simulation pour montrer l'efficacité des approches proposées.

2.1 Synthèse de la commande

2.1.1 Modèle d'état de la Machine ASynchrone (MAS)

Jusqu'à ces dernières années, la Machine ASynchrone (MAS) a été principalement utilisée dans les plages de vitesse constante. Aujourd'hui, cette situation a complètement changé avec le progrès technique dans l'électronique de puissance, la commande de la MAS devient très flexible et hautement efficace depuis 1983, l'année où le processeur du traitement du signal numérique (DSP pour Digital Signal Processing) est apparu.

En théorie, la machine asynchrone est décrite par des modèles mathématiques différents. Dans notre cas d'étude, la machine asynchrone est associée à la stratégie d'une commande vec-

torielle. Grâce à cette commande, le fonctionnement d'un moteur alternatif peut être analysé d'une manière analogue à un moteur à courant continu.

Le modèle mathématique de la MAS peut être décrit sous forme d'un modèle d'état matriciel sous différentes approches. Une sélection complète des modèles d'état possibles de la MAS peut être trouvée dans [POP00] et [CHI05]. L'étude adoptée ici prend en compte le fonctionnement du moteur asynchrone en boucle fermée à des fréquences variables. Dans notre étude le choix de la référence sera celui lié au champ tournant, avec un vecteur d'état composé des flux rotoriques et des courants statoriques, en supposant que les tensions du stator sont équilibrées et sinusoïdales.

Le modèle de la MAS donné par [PIL95] est écrit dans le repère abc sous forme d'une matrice de transition [6x6] rendant l'exploitation analytique difficile. Le changement de référence permet la réduction de six à quatre équations, avec un passage d'un repère triphasé abc à un repère $\alpha\beta$ équivalent en biphasé. Le modèle d'état non linéaire du moteur asynchrone dans le repère $\alpha\beta$ est donné par l'équation suivante [POP00] :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\Omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\zeta & 0 & \frac{K}{\tau_r} & p\Omega K \\ 0 & -\zeta & -p\Omega K & \frac{K}{\tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -p\Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{s\alpha} & \phi_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (2.1)$$

$\sigma = 1 - \frac{M}{L_s L_r}$ est le coefficient de Blondel

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ est la constante de temps statorique

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique

$\zeta = -\frac{1}{\sigma\tau_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}$

$K = \frac{1-\sigma}{\sigma M}$

Ω est la vitesse mécanique du moteur, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les courants statoriques, $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ sont les flux rotoriques, L_s et L_r sont les inductances statoriques et rotoriques respectivement, M est l'inductance mutuelle (stator-rotor), R_s et R_r sont les résistances statorique et rotorique respectivement.

Le modèle $\alpha\beta$ est communément utilisé pour la synthèse d'observateurs, tandis que le pilotage du moteur asynchrone (par commande vectorielle par exemple) suggère de travailler avec un modèle dans le repère tournant dq . Les matrices de ce modèle d'état sont [PIL95] :

$$A = \begin{bmatrix} -\zeta & \omega_s & \frac{K}{\tau_r} & p\Omega K \\ -\omega_s & -\zeta & -p\Omega K & \frac{K}{\tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & w_s - p\Omega \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -(w_s + p\Omega) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T \quad u = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.2)$$

Au niveau de l'équation mécanique du moteur, on peut avoir plusieurs expressions du couple, le choix dépendra du vecteur d'état choisi. Dans notre cas le vecteur d'état x est en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques, l'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (2.3)$$

L'équation dynamique qui régit la vitesse mécanique est donnée par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (2.4)$$

où C_r est le couple de charge, J le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge et k_f est le coefficient de frottements visqueux de la machine.

La complexité de la commande réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre. Afin de palier cet inconvénient, le concept de la commande vectorielle est décrit dans la section suivante.

2.1.2 Synthèse de la commande vectorielle

La commande vectorielle à orientation du flux (FOC pour Field Oriented Control) permet de contrôler le moteur à induction de la même manière que le moteur à courant continu. Cette méthode a révolutionné le contrôle des machines alternatives rendant ces machines plus compétitives pour la traction des véhicules hybrides ou électriques. On peut trouver d'autres méthodes pour la commande de la machine asynchrone dans l'application VE, la plus connue est la commande directe du couple (DTC pour Direct Torque Control) [HAD07a][TAB13b]. On trouve plusieurs études comparatives entre les commandes DTC et FOC [HOW99][CAS02], mettant l'accent sur les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles. Un résumé non exhaustif est repris dans le tableau 2.1.

TABLE 2.1 – Synthèse de la comparaison des deux commandes FOC et DTC [GAR03]

Spécification	FOC	DTC
Réponse dynamique du couple	Lente	Rapide
Comportement du couple et du courant statorique en régime permanent	Moins d'ondulations et de distorsions	Plus d'ondulations et de distorsions
Comportement en basse vitesse	Bon	Mauvais
Capteurs	Vitesse mécanique + Courant statorique	Tension statorique + Courant statorique
Fréquence de commutation	Constante	Variable, dépend du point de fonctionnement et du régime transitoire
Bruit audible	Moins de bruit pour une fréquence fixe	Spectre large, bruit important spécialement en basse vitesse
Complexité d'implantation	Importante	Minimale

L'évaluation est faite en termes d'ondulation de couple, des courants, et des transitoires lors de variations de la commande. Néanmoins, il est difficile de départager ces deux méthodes et la comparaison est un peu délicate, ce qui nous intéresse sont les performances de chaque commande en basse et moyenne vitesse, représentant le fonctionnement habituel d'un véhicule électrique. D'après le tableau 2.1, notre choix se porte sur la commande vectorielle.

Le schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone est représenté sur la figure 2.1. La commande est assurée par un capteur mécanique et de deux capteurs de courant, la troisième composante du courant est déduite des deux premières (la machine est à neutre isolé).

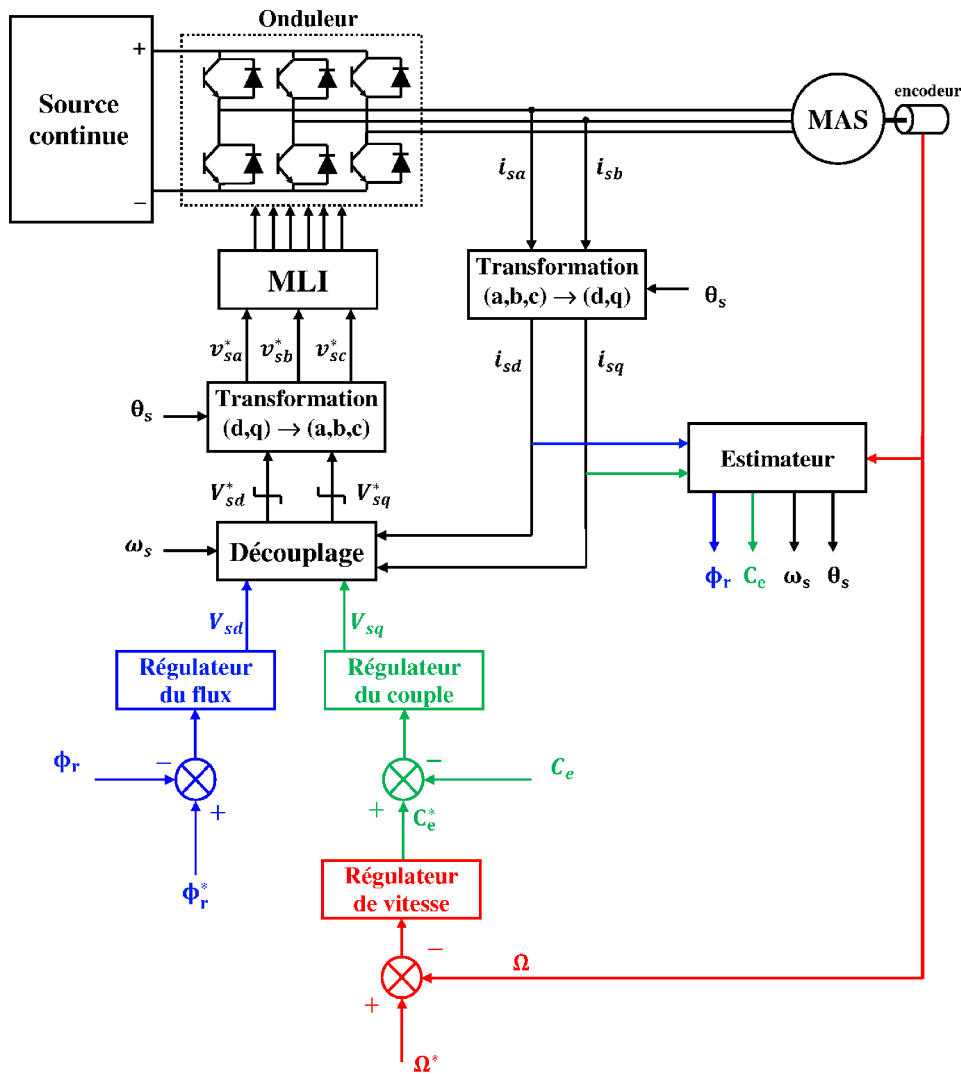


FIGURE 2.1 – Schéma de la commande vectorielle directe pour la commande de la MAS

La valeur du couple électromagnétique et du flux rotorique est assurée par un estimateur analytique en se basant sur les équations 2.5 et 2.6 respectivement, et d'un autre côté $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + p\Omega$. Le flux rotorique est régulé autour d'un flux de référence $\phi_r^* = 1Wb$ choisi à

partir de la caractéristique magnétique du moteur (voir [ELF10]) ; le couple électromagnétique est régulé autour d'un couple de référence généré par la boucle de vitesse. Les résultats de cette projection sont les commandes v_{sa}^* , v_{sb}^* et v_{sc}^* représentant les entrées de la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) triangulaire. Les sorties de ce bloc sont les signaux qui contrôlent l'onduleur. Dans le référentiel dq , on choisit un angle de rotation de Park de façon à ce que la direction du flux rotorique soit entièrement reportée sur l'axe direct d . Avec ce choix on aboutit à :

$$\phi_{rd} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{rq} = 0 \quad \implies \quad C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (2.5)$$

Le couple est contrôlé en agissant sur la composante i_{sq} du courant statorique, la régulation du flux se fera par l'autre composante du courant statorique i_{sd} . Cette configuration est la même dans le cas d'une MCC avec une indépendance entre le couple et le flux. Cette technique consiste à maintenir le courant i_{sd} constant avec une référence du courant fixée de façon à maintenir le flux nominal dans la machine. Dans ce cas de figure, on peut imposer des variations au couple avec la composante i_{sq} indépendamment du flux.

La commande vectorielle comporte trois boucles d'asservissement :

- une première boucle de courant pour l'asservissement du flux à partir de la mesure de i_{sd} ;
- une deuxième boucle de courant pour l'asservissement du couple à partir de la mesure de i_{sq} ;
- une troisième boucle pour l'asservissement de la vitesse mécanique à partir de la mesure de Ω .

La synthèse des régulateurs des trois boucles est décrite dans les section suivantes, notre choix s'est porté sur des correcteurs type Proportionnel Intégral (PI) pour annuler l'erreur statique et assurer un temps de réponse satisfaisant.

2.1.3 Régulation et asservissement

Boucle d'asservissement du flux

La mesure directe du flux rotorique est souvent difficilement accessible, cela pour des raisons techniques et pour des problèmes de coût. La valeur du flux rotorique est alors estimée à partir de l'équation suivante [BUC01] :

$$\phi_r = \frac{M}{1 + \tau_r s} i_{sd} \quad (2.6)$$

avec : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

Le but de la régulation du flux est de le maintenir constant autour d'un point de fonctionnement avec un correcteur Proportionnel Intégral (PI_ϕ) :

$$PI_\phi = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \quad (2.7)$$

Le découplage permet d'écrire [BUC01] :

$$\phi_r = \frac{M}{(\sigma L_s \tau_r)(s + \zeta)(s + \frac{1}{\tau_r})} v_{sd} \quad (2.8)$$

Nous souhaitons obtenir une réponse analogue à un système d'ordre 2 pour l'asservissement du flux en boucle fermée. Il est possible de compenser le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du PI (voir la figure 2.2). L'étude de la boucle ouverte donne la fonction de transfert suivante :

$$BO_\phi = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{K_{p1}K_1}{s(s + \zeta)} \quad (2.9)$$

avec $K_1 = \frac{M}{\sigma L_s \tau_r}$

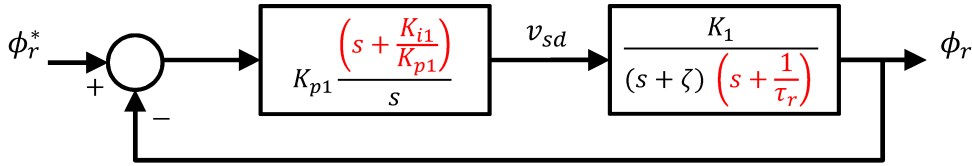


FIGURE 2.2 – Schéma en boucle ouverte du flux [BUC01]

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$BF_\phi = \frac{K_{p1}K_1}{s^2 + s\zeta + K_{p1}K_1} \quad (2.10)$$

Par identification avec la forme canonique d'un système d'ordre 2 on peut finalement écrire les coefficients du correcteur PI_ϕ en fonction des paramètres du moteur tels que :

$$K_{p1} = \frac{\zeta^2}{K_1(2\xi_1)^2} \quad \text{et} \quad K_{i1} = \frac{1}{\tau_r} K_{p1} \quad (2.11)$$

avec ξ_1 le coefficient d'amortissement, choisi égal à 0,707 pour avoir des performances satisfaisantes.

Boucle d'asservissement du couple

Sachant que le correcteur PI s'écrit :

$$PI_{C_{em}} = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \quad (2.12)$$

et l'expression du couple électromagnétique en fonction de la tension v_{sq} , s'exprime [BUC01] :

$$C_{em} = \frac{pM\phi_r^*}{\sigma L_s L_r (s + \zeta)} v_{sq} \quad (2.13)$$

D'après la figure 2.3 le transfert en boucle ouverte entre le couple de référence et le couple électromagnétique sera :

$$BO_{C_{em}} = \frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{p2}K_2}{s} \quad (2.14)$$

avec $K_2 = \frac{pM\phi_r^*}{\sigma L_s L_r}$

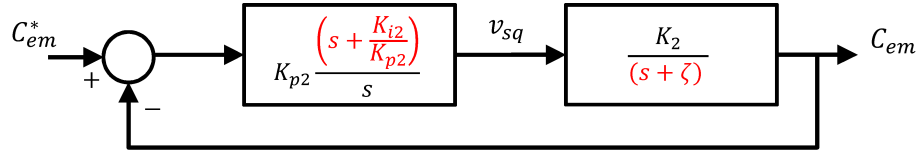


FIGURE 2.3 – Schéma en boucle ouverte du couple [BUC01]

La fonction de transfert en boucle fermée donne :

$$BF_{C_{em}} = \frac{K_{p2}K_2}{s + K_{p2}K_2} \quad (2.15)$$

Par identification avec la forme canonique d'un système d'ordre 1 on peut finalement écrire les coefficients du correcteur $PI_{C_{em}}$ en fonction des paramètres du moteur tel que :

$$K_{p2} = \frac{\sigma L_s L_r}{p M \phi_r^* \tau_2} \quad \text{et} \quad K_{i2} = \zeta K_{p2} \quad (2.16)$$

avec $T_{r2} = 3\tau_2 = 3/(K_{p2}K_2)$ le temps de réponse à 5% de la valeur finale du couple.

Boucle d'asservissement de la vitesse

La boucle de régulation de la vitesse peut être décrite par la figure 2.4, la fonction de transfert entre les deux entrées Ω^* et C_r vers la sortie Ω sera :

$$\Omega = \left(\frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + k_f)s + K_{i3}} \right) \Omega^* - \left(\frac{s}{Js^2 + (K_{p3} + k_f)s + K_{i3}} \right) C_r \quad (2.17)$$

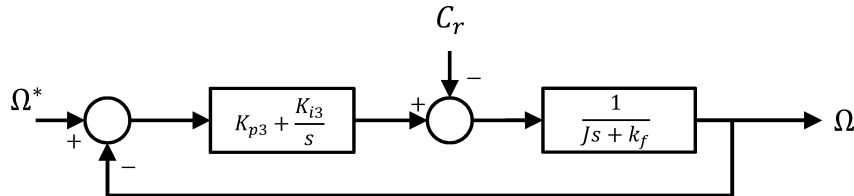


FIGURE 2.4 – Boucle de régulation en vitesse de la commande vectorielle

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système d'ordre 2. Par identification, on peut déterminer les paramètres du PI_Ω tel que :

$$K_{p3} = \frac{2\xi_3 K_{i3}}{\omega_{n3}} - k_f \quad \text{et} \quad K_{i3} = J\omega_{n3}^2 \quad (2.18)$$

Sachant que $T_{r3} = 3\tau_3$ est le temps de réponse à 5% de la valeur finale de la vitesse, ξ_3 et ω_{n3} sont respectivement l'amortissement et la pulsation propre déterminés selon le tableau suivant :

TABLE 2.2 – Calcul des valeurs de ξ_3 et ω_{n3} [BUC01]

ξ_3	0,4	0,5	0,6	0,7	1
$\omega_{n3}\tau_3$	7,7	5,3	5,2	3	4,75

2.1.4 Modèle du couple résistant pour la dynamique du véhicule

Le couple résistant à l'entrée du moteur est la somme des couples qui s'opposent à l'avancement du véhicule. Dans le calcul du couple résistant total, nous devons prendre en considération les forces aérodynamiques, de freinage, de roulement, et de pente représentées dans la figure 2.5. Ces forces résistantes sont provoquées par :

Force aérodynamique : La valeur de cette résistance est significative à partir des vitesses supérieures à 80 km/h [LAN07].

Force due au frottement : Cette force dépend du pneu utilisé. En effet la surface du pneu se déforme pour épouser les aspérités du sol. Chaque déformation provoque un échauffement du pneu. L'énergie est ainsi perdue sous forme de chaleur, 90% de la résistance au roulement est liée à ce facteur [LAN07].

Force due à l'inertie du véhicule : On retrouve deux cas :

- si le véhicule est à l'arrêt, il s'opposera au démarrage et ceci d'autant plus qu'il est lourd ;
- si le véhicule est à vitesse constante et qu'on lui demande une accélération, il aura tendance à s'opposer à cette accélération.

Force due à la pente : Il est nécessaire de fournir un effort supplémentaire au véhicule pour qu'il maintienne sa vitesse constante sur une côte. A l'inverse, il faudra un effort moindre pour faire avancer le véhicule à vitesse constante sur une descente. La plupart des routes, la pente est de 10 à 15%, mais dans certain cas, on peut être confronté à des pentes de 30% [PEN12]. Chaque élévation de pente demande une puissance supplémentaire au moteur. L'étude de [MUL96] montre la puissance requise, à vitesse stabilisée, pour l'entraînement d'un véhicule urbain (masse en charge de 1150 kg). L'effort maximal est directement lié au démarrage en forte pente. Pour un véhicule urbain à 4/5 places, cette puissance maximale vaut environ 20 à 30 kW.

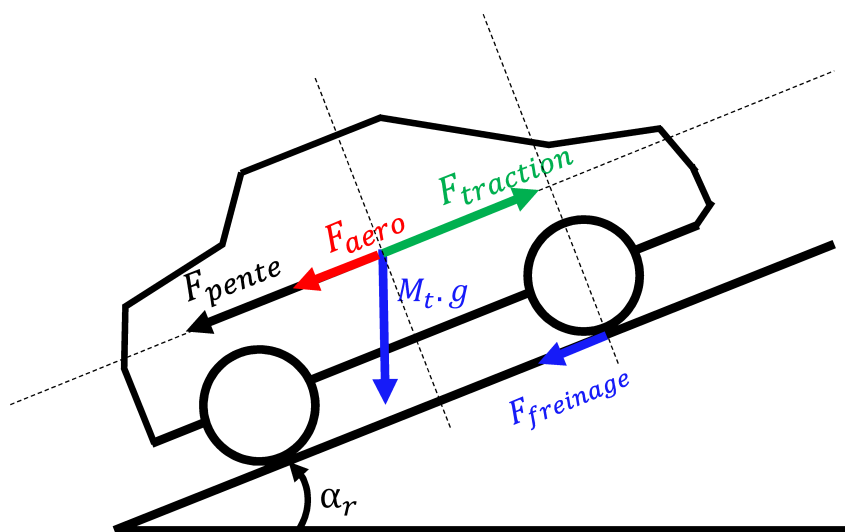


FIGURE 2.5 – Schéma illustrant les forces appliquées sur le véhicule

D'après [MIN99][DEU03][LIA03] et [BOU12a], les forces exercées sur le véhicule pour une route de pente α_r s'écrivent :

$$\begin{aligned} F_{aero} &= \frac{1}{2} \rho_{air} S_v C_x V^2 \\ F_{roulement} &= M_t g R_{rp} \cos \alpha_r \\ F_{pente} &= M_t g \sin \alpha_r \end{aligned} \quad (2.19)$$

avec :

ρ_{air} : Masse volumique dans l'air [$Kg.m^{-3}$]
 S_v : Surface frontale du véhicule [m^2]
 C_x : Coefficient de pénétration de l'air du véhicule
 V : Vitesse linéaire du véhicule [m/s]
 M_t : Masse totale du véhicule [kg]
 g : Accélération de la pesanteur [$m.s^{-2}$]
 R_{rp} : Coefficient de résistance au roulement du pneumatique
 α_r : Angle de pente [rd]

Le couple résistant total à la roue est le produit total de la force résistante par le rayon sous charge du véhicule R_{sc} . Il est résumé par la figure 2.6.

$$C_{r/roue} = (F_{aero} + F_{roulement} + F_{pente}) R_{sc} \quad (2.20)$$

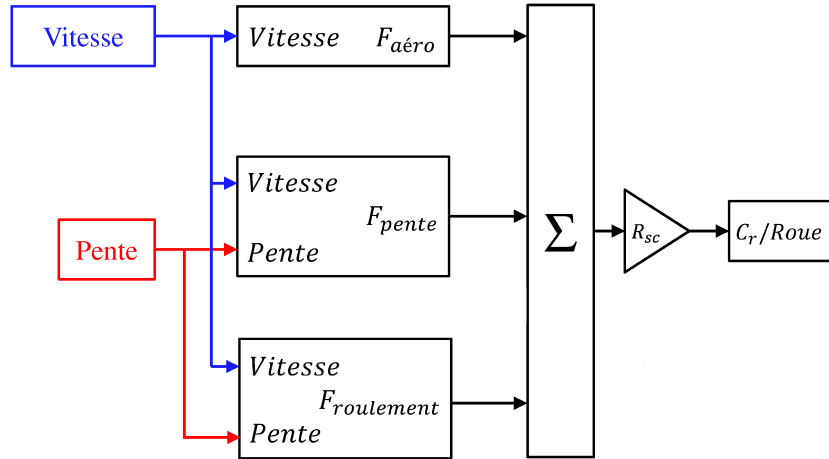


FIGURE 2.6 – Schéma illustrant le couple résistant

Dans cette première section, nous avons donné un bref rappel sur le modèle d'état de la MAS et de la commande vectorielle avec les différentes boucles d'asservissement. Par la suite, nous avons décrit le couple résistant reflétant la variation du profil de la route et du poids du véhicule afin d'approcher le plus possible les contraintes réelles. Avant de présenter les résultats de simulation, nous nous focalisons désormais sur les méthodes dédiées aux systèmes de diagnostic à base d'observateur ainsi que les deux architectures AFTC.

2.2 Génération du résidu à base d'observateur pour la MAS

Cette partie présente le point de départ de la commande AFTC. L'utilisation des observateurs pour la génération d'un résidu a été traitée d'une manière générale dans la section 1.6.1. Le résidu $r(t)$ peut être conçu de telle sorte qu'il soit dépendant des défauts $f(t)$, cependant, le modèle d'état du système doit être connu avec précision. Le cadre de notre étude consiste à générer le résidu en estimant la vitesse du système surveillé à partir des grandeurs mesurables (courant et tension). En raison de la simplicité d'implémentation, l'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre-réaction qui pondère l'écart de sortie lors de l'apparition d'un défaut. Le schéma global de la génération du résidu à base d'observateur est présenté par la figure 2.7 :

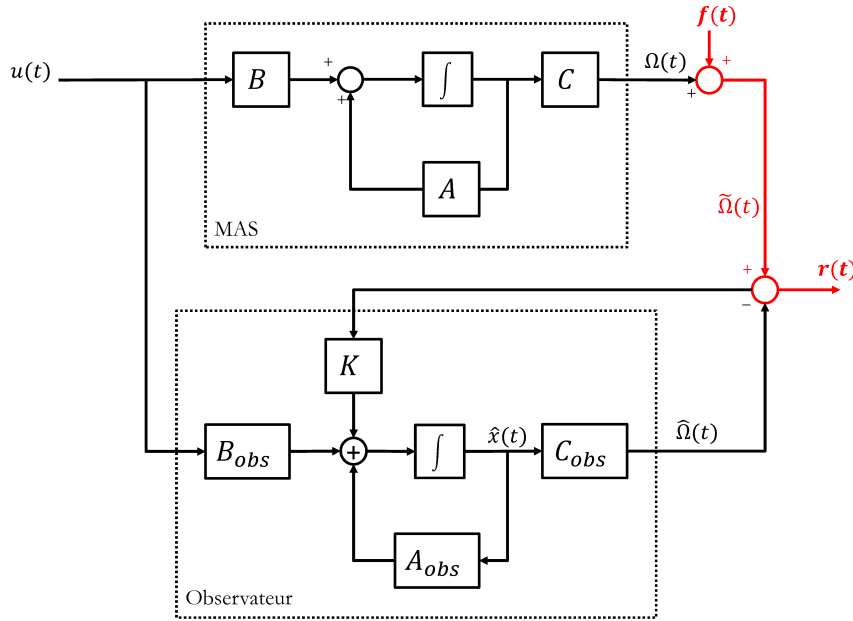


FIGURE 2.7 – Générateur de résidu pour un défaut du capteur mécanique de la MAS [TOS11]

La génération de résidu est mise en œuvre en comparant les sorties du système avec les mêmes sorties estimées par un observateur. La précision de cette approche dépend de la robustesse de l'observateur vis-à-vis du défaut. Dans le cadre de la thèse, on va étudier deux types de défaut du capteur mécanique : bruit de mesure et une baisse du gain du capteur. Ces défauts sont dus à des parasites d'origine électromagnétique ou au vieillissement du capteur, etc...[COU10]. Des cas similaires ont été traités dans [FRA08][ICH09][LAR08] utilisant des observateurs afin d'isoler les défauts par l'évaluation de leurs résidus.

La vitesse estimée par l'observateur et la vitesse mécanique sont comparées pour générer le résidu $r(t)$ indiquant la présence ou non d'un défaut. Dans des conditions de fonctionnement sain, la valeur de ce résidu est égale à l'erreur d'estimation en vitesse de l'observateur en boucle ouverte, dans le cas contraire, une amplification de ce résidu est systématiquement générée, la valeur de ce signal dépendra de la sensibilité du système de diagnostic mis en œuvre.

Ce signal de résidu est généralement comparé à un seuil pour éviter les fausses alarmes. Habituellement, dans la stratégie de diagnostic à base de résidu, un défaut est détecté et son

emplacement identifié, mais sans plus d'informations sur le type du défaut. De ce fait, la plus grande partie de notre travail a été axée sur la détection du défaut sur un seul capteur, sans passer par une identification du type de défaut ; cela fait partie d'une thématique qui à elle seule représente un axe de recherche parallèle à nos travaux.

Néanmoins, l'étude d'un défaut du capteur mécanique dans la motorisation du véhicule fournit une excellente discussion du fait que le capteur de vitesse est un élément sensible dans la stratégie de commande vectorielle, dont le contrôle du couple dépend directement (voir figure 2.1). Dans notre cas, assurer la continuité de fonctionnement du véhicule passe essentiellement par la surveillance du capteur mécanique, par l'approche observateur. Il y a plusieurs avantages à l'utilisation de cette approche du fait qu'elle est facile à mettre en œuvre.

En raison d'une bonne robustesse vis-à-vis des bruit de mesure, le filtre de Kalman est choisi comme observateur de diagnostic sur la vitesse [TRI11]. Ce filtre permet la prise en compte du bruit de mesure et les erreurs de modélisation. Dans ce qui suit, une étude implicite du modèle non linéaire continu sera donnée puis sa forme discrète sera synthétisée plus explicitement.

2.3 Synthèse du filtre de Kalman étendu discret

2.3.1 Mise en équation pour la MAS

Dans notre étude, le choix de l'observateur de diagnostic est pris pour maximiser la sensibilité aux défauts f . Le filtre de Kalman étendu (EKF pour Extended Kalman Filter) est le plus répandu pour l'estimation d'état des systèmes non linéaires. Il permet notamment d'augmenter l'état par d'autres variables que l'on désire également, telle que la vitesse mécanique Ω . Ce filtre est utilisé dans le cas des bruits gaussiens de moyenne nulle et de matrice de covariance Q et R respectivement pour les états et les sorties. Cependant il reste sensible à tout autre défaut du type gain ou offset.

Le filtre de Kalman standard est limité aux systèmes linéaires. Cependant, la plupart des systèmes physiques sont non linéaires. La conception d'un filtre de Kalman étendu est donc plus adaptée pour l'estimation de la vitesse des machines électriques [HIL01]. Soit le système continu non linéaire de la machine asynchrone donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + \eta(t) & \eta(t) \cong N(0, Q(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) + \varsigma(t) & \varsigma(t) \cong N(0, R(t)) \end{cases} \quad (2.21)$$

où $\eta(t)$ et $\varsigma(t)$ sont des bruits gaussiens de moyenne nulle et de matrice de covariance Q et R respectivement.

Si le système est observable, alors il existe un observateur de la forme [ZEI00] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + S(t)H^T(\hat{x}(t), u(t))R^{-1}(t)(y(t) - h(\hat{x}(t), u(t))) \\ \dot{S}(t) = F(\hat{x}(t), u(t))S(t) + S(t)F^T(\hat{x}(t), u(t)) + Q(t) \\ \quad - S(t)H^T(\hat{x}(t), u(t))R^{-1}(t)H(\hat{x}(t), u(t))S(t) \\ F(x(t), u(t)) = \frac{\partial f(x(t), u(t))}{\partial x(t)} \\ H(x(t), u(t)) = \frac{\partial h(x(t), u(t))}{\partial x(t)} \end{cases} \quad (2.22)$$

Le filtre de Kalman étendu est une extension du filtre de Kalman linéaire au cas où le système est décrit dans l'espace d'état par une équation différentielle non linéaire. Sauf qu'un surcoût de calcul est constaté par rapport au filtre de Kalman classique [ZEI00][HIL01][SIM06]. En effet, outre les opérations non linéaires introduites dans les équations d'états, il faut recalculer à chaque étape les Jacobiennes de ces équations.

Pour implémenter le contrôle, il faut disposer d'un modèle discret de l'observateur pour la machine asynchrone. D'après [HIL01][HIL06], nous déterminons le modèle d'un moteur asynchrone dans le repère $\alpha\beta$ sous un modèle non linéaire (La matrice de transition A est variable en fonction de Ω). Le matrice discrète A_d est calculée par un développement limitée à l'ordre 2 [HIL01], le système d'équation d'état discret est décrit par la série d'équations suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k) + Bu_k + \eta_k \\ y_k = Hx_k + \varsigma_k \end{cases}$$

$$y_k = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}] \quad u_k = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}] \quad x_k = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta} \ \Omega] \quad (2.23)$$

tel que :

$$f(x_k) = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{11} & a_{12} & b_{12} & f_1 \\ -b_{11} & a_{11} & -b_{12} & a_{12} & f_2 \\ a_{21} & b_{21} & a_{22} & b_{22} & f_3 \\ -b_{21} & a_{21} & -b_{22} & a_{22} & f_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

avec :

$$\begin{aligned} a_{11} &= 1 + \alpha T_e + (\alpha^2 + \beta\zeta)T_e^2/2 \\ a_{12} &= \beta T_e(1 + (\alpha + \beta)T_e/2) + c\Omega^2 T_e^2/2 \\ a_{21} &= \zeta T_e(1 + \alpha + \beta)T_e/2 \\ a_{22} &= 1 + \delta T_e + (\delta^2 + \beta\zeta)T_e^2/2 - \Omega^2 T_e^2/2 \\ b_{11} &= c\zeta\Omega T_e^2/2 \\ b_{21} &= -\zeta\Omega T_e^2/2 \\ b_{12} &= (cT_e(1 + (\alpha + \delta)T_e/2) - \beta T_e^2/2)\Omega \\ b_{22} &= (-T_e + (c\zeta - 2\delta)T_e^2/2)\Omega \\ f_1 &= 0, 5c\zeta T_e^2 i_{s\beta} + cT_e^2 \Omega \phi_{r\beta} + (cT_e(1 + (\alpha + \delta)T_e/2) - \beta T_e^2/2)\phi_{r\beta} \\ f_2 &= -0, 5c\zeta T_e^2 i_{s\alpha} + cT_e^2 \Omega \phi_{r\beta} - (cT_e(1 + (\alpha + \delta)T_e/2) - \beta T_e^2/2)\phi_{r\alpha} \\ f_3 &= -0, 5c\zeta T_e^2 i_{s\beta} - T_e^2 \Omega \phi_{r\alpha} + (0.5(c\zeta - 2\delta)T_e^2 - T_e)\phi_{r\beta} \\ f_4 &= 0, 5c\zeta T_e^2 i_{s\alpha} - T_e^2 \Omega \phi_{r\beta} - (0.5(c\zeta - 2\delta)T_e^2 - T_e)\phi_{r\alpha} \\ a_1 &= aT_e(1 + \alpha T_e/2) \quad a_2 = a\zeta T_e^2/2 \quad \sigma = \frac{1-M^2}{L_s L_r} \\ a &= \frac{1}{\sigma L_s} \quad b = \frac{1}{\sigma L_r} \quad c = \frac{1-\sigma}{\sigma M} \\ \alpha &= -\left(aR_s + \frac{cMR_r}{L_r}\right) \quad \beta = \frac{cR_r}{L_r} \quad \delta = \frac{-R_r}{L_r} \end{aligned} \quad (2.25)$$

où T_e est la période d'échantillonnage du filtre.

L'utilisation de ce modèle discret est intéressante pour l'estimation de la vitesse car le point de fonctionnement de la machine peut évoluer dans la zone inobservable (voir figure 2.14) ; dans ce cas précis la vitesse estimée reste constante car le modèle d'évolution de la vitesse (5^{ème} ligne de la matrice F) est assez simple tel que $\Omega_k = \Omega_{k-1}$, à condition de prendre un pas d'échantillonnage T_e suffisamment petit.

L'algorithme EKF est calculé en trois principales étapes : la première est une phase de prédiction, qui nous donne les paramètres estimés du vecteur d'état x_k^p et de la matrice d'état P_k^p . Dans la seconde étape, on détermine le gain du filtre de Kalman, on obtient la valeur finale du vecteur d'état à partir de la phase de correction. Ces paramètres sont mis à jour dans la troisième étape.

$$\begin{aligned}
 \text{Prédiction :} \quad & x_k^p = f(x_{k-1}) + Bu_{k-1} \\
 & P_k^p = f(x_k)P_{k-1}f(x_k)^T + Q \\
 \text{Calcul du gain :} \quad & K_k = P_k^p H^t (H P_k^p H^t + R)^{-1} \\
 \text{Mise à jour :} \quad & P_k = (I - K_k H) P_k^p \\
 & x_k = x_k^p + K_k (y_k - H x_k^p)
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

D'après cette équation, on remarque que les matrices Q et R agissent sur le gain K_k . De plus, la matrice Q permet d'agir sur la dynamique de P_k^p représentant les sorties. Les matrices Q et R seront de la forme :

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_\phi & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\phi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_\omega \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} \sigma_b & 0 \\ 0 & \sigma_b \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

Afin d'évaluer les erreurs d'estimation, on présentera les résultats de simulation avec les principaux signaux (Ω , ϕ_r , i_{sa} et C_{em}), les tests sont réalisés suivant le schéma de la figure 2.8. Le but de cet essai est de démontrer l'efficacité de l'observateur EKF dans diverses conditions de fonctionnement, et cela en utilisant un profil prédéfini (Benchmark) qui permet l'étude et la validation expérimentale des observateurs. Ici on utilisera les Benchmarks 1 et 3 du banc d'essai national de l'IRCCyN [GLU12], les Benchmarks 1, 2, 3 et 4 sont données dans l'annexe B.3.

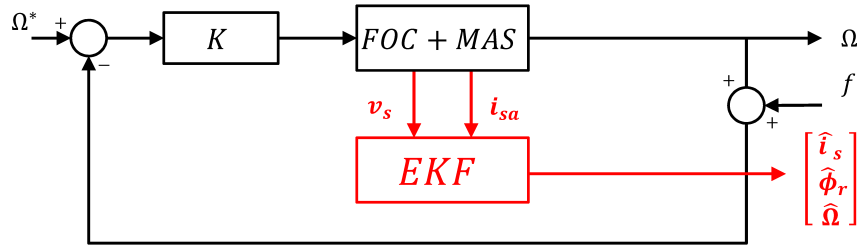


FIGURE 2.8 – Schéma de l'estimateur EKF appliqué sur la MAS

2.3.2 Test du filtre de Kalman étendu

Les caractéristiques de la machine utilisée en simulation sont : Une vitesse nominale de 300 rd/s, un couple nominal de 24 N.m avec un courant nominal de 14A. Nous allons tester l'observateur EKF sur les Benchmarks 1 et 3 afin d'évaluer plusieurs points de fonctionnement de la machine pour la commande sans capteur mécanique de la figure 2.9

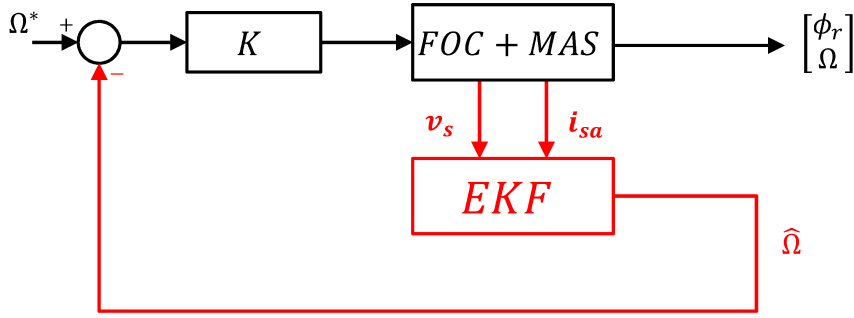


FIGURE 2.9 – Schéma de l'observateur EKF pour la commande sans capteur de la MAS

Nous allons d'abord utiliser le benchmark 1. L'estimation du vecteur d'état $x(t)$ se fait en prenant en compte non seulement la commande u , mais aussi les sorties du système (les mesures) y dans le but de corriger les écarts éventuels. Les résultats de simulation pour le fonctionnement en commande sans capteur sont représentés sur la figure 2.10. Nous pouvons remarquer que l'ensemble "commande + observateur" en commande sans capteur donne de bonnes performances, avec une erreur d'estimation négligeable et une bonne dynamique lors de l'application du couple résistant.

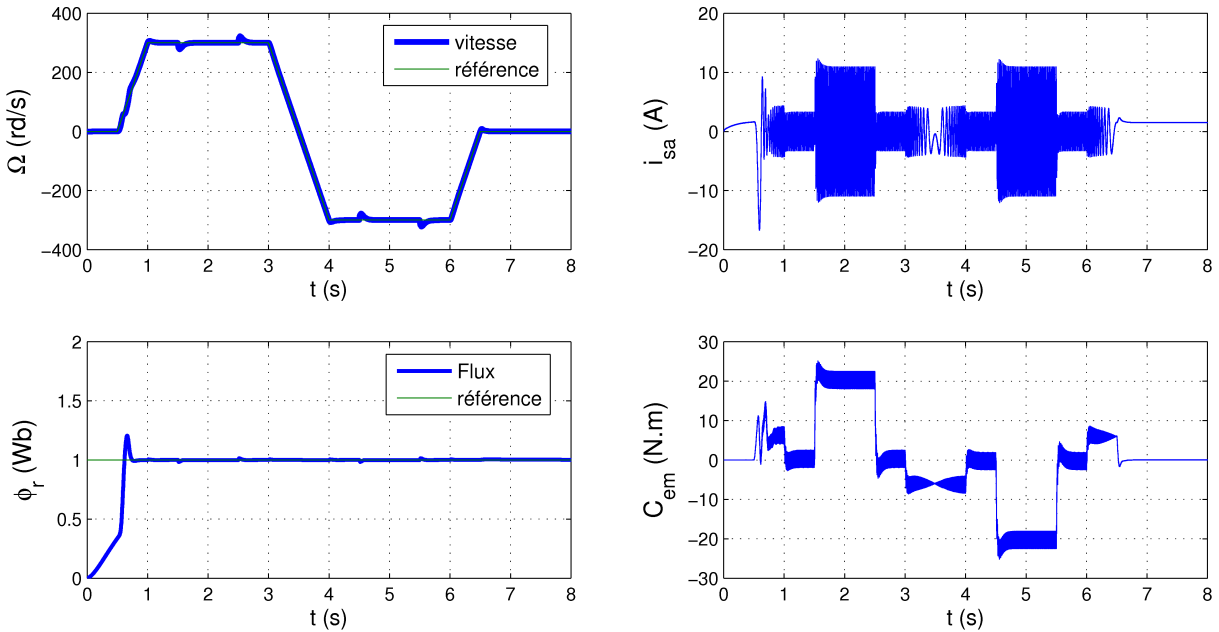


FIGURE 2.10 – Résultats du Filtre de Kalman Étendu en commande sans capteur

A partir des résultats de simulation de la figure 2.10, on remarque une oscillation sur la vitesse au démarrage ($t \in [0; 1]s$), car un délai dans la mise à jour des gains de l'observateur est nécessaire, du fait de l'inobservabilité lorsque le flux est nul [ZEI00]. Néanmoins, les résultats de simulation montrent que l'observateur EKF est bien adapté pour l'estimation des grandeurs de la MAS, à vide et en charge.

La figure 2.11 présente les 10 gains de la matrice du filtre. On remarque une symétrie entre K_{11} et K_{22} , K_{12} et K_{21} , K_{31} et K_{42} , K_{41} et $-K_{32}$, cela est dû aux valeurs identiques des écarts types dans les matrices R et Q (équation 2.27). La plupart des gains gagnent rapidement un régime permanent avec des valeurs constantes, reflétant la dynamique d'un filtre de Kalman sous-optimal [HIL01] qui permet de réduire la puissance nécessaire au calcul de la matrice de variance-covariance de l'erreur d'estimation. Pour les simulations précédentes, on a choisi de prendre un pas d'échantillonnage du filtre de $T_e = 5.10^{-5}s$ afin d'obtenir les meilleurs résultats en simulation.

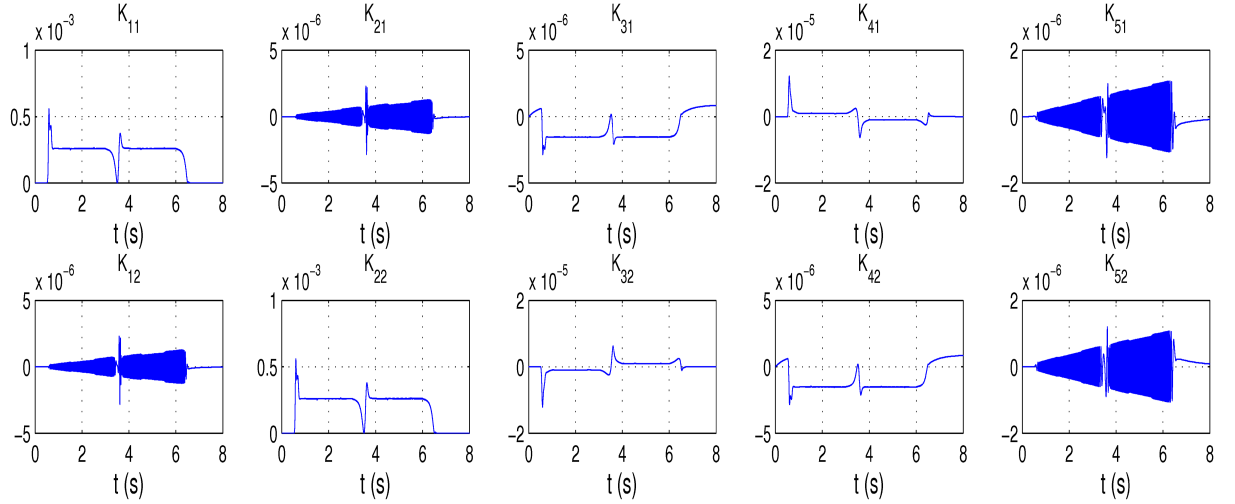


FIGURE 2.11 – Gains de correction de l'observateur EKF

Une deuxième série de tests est effectuée sur l'observateur EKF en boucle ouverte, en vue d'une utilisation pour le diagnostic du capteur mécanique. Pour le test nous considérons un défaut additif de type bruit blanc bb_ω , centré et gaussien. Le résultats de simulation de la figure 2.12 montre une bonne robustesse du filtre vis-à-vis du bruit de mesure, et qui peut être exploitée pour la génération du résidu.

2.3.3 Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur

Pour tester la robustesse, nous avons remplacé la variation des paramètres du moteur par une variation paramétrique au niveau de l'observateur EKF. En effet, pour la validation expérimentale, il est difficile de faire varier directement les paramètres de la machine. On effectuera donc cette variation sur l'observateur afin de tester les variations paramétriques mentionnées dans le Benchmark 4 ($\pm 50\% R_s$, $\pm 50\% R_r$, $+20\% L_s$ et $+20\% L_r$).

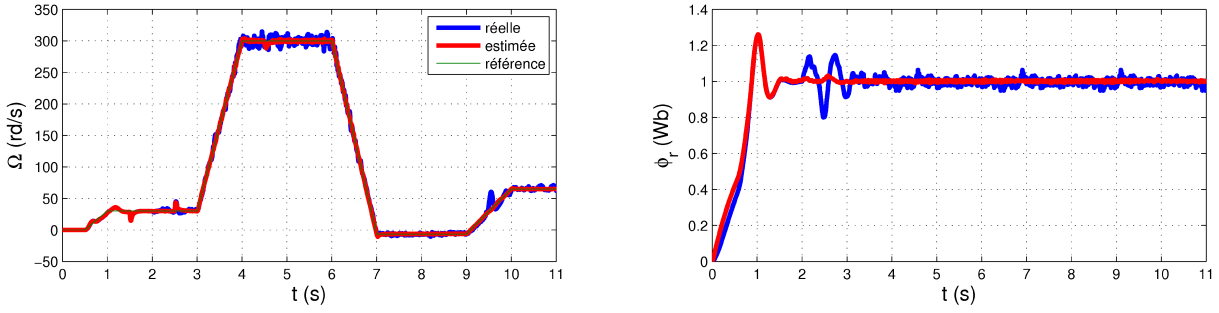


FIGURE 2.12 – Performances du filtrage du bruit de mesure sur le capteur de vitesse avec un défaut appliqué à $t = 2s$

La figure 2.13 montre que la variation de $+20\%$ L_s engendre un écart statique en charge mais cela reste négligeable (erreur $< 5\%$). On remarque aussi que l'influence des variations paramétriques $\pm 50\%$ R_s et $\pm 50\%$ R_r est relativement faible et l'estimation reste correcte avec une erreur inférieure à 1% .

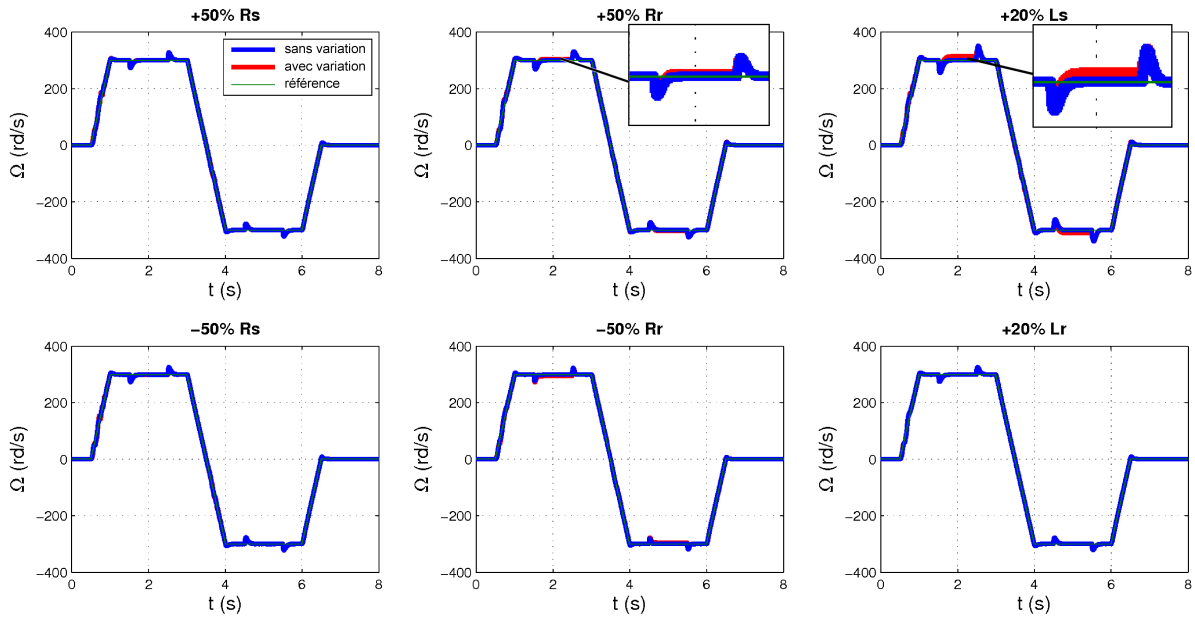


FIGURE 2.13 – Robustesse aux variations paramétriques

En résumé, la robustesse de l'observateur vis-à-vis des variations paramétriques est satisfaisante même en présence de couple résistant. L'erreur d'estimation sur la vitesse est négligeable pour des valeurs de référence différentes, même si la machine est au voisinage des conditions d'inobservabilité ($\Omega = 0$ rd/s).

2.3.4 Observabilité de la MAS (Droite d'inobservabilité)

Considérons l'expression de la pulsation statorique suivante [CHI05] :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{Mi_{sq}}{p\phi_{rd}} \quad (2.28)$$

Quand la pulsation statorique est nulle, les deux composantes du flux rotorique deviennent constantes [GHA04]. A partir des équations 2.28 et 2.5, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = -\frac{p^2 \phi_{rd}^2}{R_r} \Omega \quad (2.29)$$

Quand la vitesse est constante, l'équation de la dynamique de la vitesse donne :

$$C_{em} = k_f \Omega + C_r \quad (2.30)$$

En substituant ces deux dernières équations, on obtient une droite dans le plan couple/vitesse donnée par l'expression suivante :

$$C_r = -M_o \Omega \quad \text{avec} \quad M_o = \frac{p^2 \phi_{rd}^2}{R_r} + k_f \quad (2.31)$$

Cette droite est appelée droite d'inobservabilité, elle se situe dans le deuxième et quatrième quadrant du plan $(C_r; \Omega)$, ceci correspond au fonctionnement en génératrice, le couple de charge et la vitesse mécanique sont de signes opposés comme le montre la figure 2.14. Cette caractéristique est utilisée dans le cahier des charges des variateurs industriels pour caractériser le comportement des régulateurs à basse vitesse. Dans notre cas, la machine asynchrone fonctionne en moteur (quadrants 1 et 3) et la seule phase où l'on risque de perdre l'observabilité est à vitesse nulle [GHA04][TRA09].

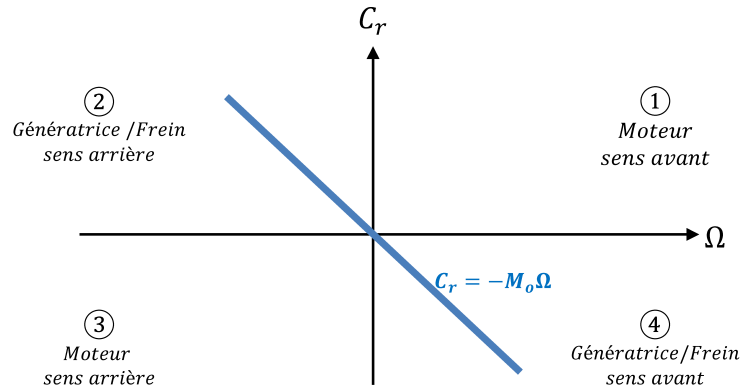


FIGURE 2.14 – Droite d'inobservabilité dans la plan vitesse/couple

En conclusion sur ces deux derniers points, la synthèse d'une stratégie de diagnostic à base d'observateur passe par un test de robustesse vis-à-vis des bruits et des incertitudes paramétriques, ainsi qu'une étude des zones inobservables susceptibles de provoquer des fausses alarmes par une divergence de l'observateur. Le choix du type d'observateur pour la FTC reste aussi à déterminer, un comparatif est représenté dans le tableau 2.3 [BEN96][MAG94][SIM00][ZEI00].

Dans tous les cas, afin d'augmenter le degré de robustesse du diagnostic à base d'observateur, il est nécessaire de prendre en compte les perturbations dans la modélisation du processus. La robustesse est surtout requise au niveau de l'étape de génération des résidus, donc du calcul du gain de l'observateur [GRA05]. Le filtre de Kalman satisfait les critères décrits précédemment, donnant une solution possible au problème de robustesse de la détection afin d'éviter les fausses alarmes et les mauvaises détections. Cela va être démontré dans l'approche Hybride FTC.

TABLE 2.3 – Tableau comparatif des performances des différents observateurs

Observateurs	Avantages	Inconvénients
Verghese et Sanders	<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de mise en œuvre 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible aux variations de la vitesse • Sensibilité aux bruits
Luenberger étendu	<ul style="list-style-type: none"> • Facilité de mise en œuvre 	<ul style="list-style-type: none"> • Peu robuste vis-à-vis de R_s, R_r, L_r • Sensibilité aux bruits en basse vitesse • Perte d'observabilité à vitesse nulle
Kalman étendu	<ul style="list-style-type: none"> • Basé sur les caractéristiques du bruit et des perturbations • Capable de supporter de brèves périodes de non observabilité • Mieux adapté au processus non stationnaire de la MAS 	<ul style="list-style-type: none"> • Biais sur la vitesse estimée à fréquence nulle • Convergence non garantie pour de faible valeur de σ_ω
Kalman à Deux Niveaux	<ul style="list-style-type: none"> • Cout algorithmique diminué 	
Mode Glissant	<ul style="list-style-type: none"> • Robuste vis à vis de R_s, R_r, L_s et L_r 	<ul style="list-style-type: none"> • Phénomène de chattering ce qui nécessite un observateur d'ordre supérieure
Grand Gain	<ul style="list-style-type: none"> • Réduit le broutement en pratique • Robuste vis à vis de R_s 	<ul style="list-style-type: none"> • La présence de grand gain entraîne une imprécision en présence de bruit de mesure

2.4 Architecture Hybride FTC

Le problème de conception d'une FTC peut être reformulé comme un système à commutation où les performances en fonctionnement nominal sont garanties par un correcteur nominal tandis que la correction du défaut est assurée par un correcteur robuste.

Au cours des dernières années, l'étude des systèmes FTC à commutation a reçu une attention croissante dans les applications véhicules électriques [ZID03][BOU13a]. Nous entendons par les systèmes commutés, une classe de systèmes dynamiques hybrides constitués d'une famille de sous-systèmes continus (ou discrets) reliés à un processus qui régit la commutation entre chaque sous système. La plupart des contributions [MIG00][CHA02][DAA03] donnent l'analyse de la stabilité des lois de commande hybride dans le cas sans défaut, mais rarement dans le cas avec défaut [ROD06].

L'objectif d'un système de contrôle tolérant aux fautes est de maintenir de bonnes performances et de préserver la stabilité, en présence des défauts. Il existe deux types de stratégie de reconfiguration FTC :

1. la commutation entre plusieurs contrôleurs pré-conçus [ZHA05a][DUM06][BOU12a][HAD13] telle que l'architecture Hybride FTC présentée dans cette section, se basant sur une synthèse de correcteurs pré-calculés hors ligne ;
2. la robustification par un correcteur robuste à partir d'une boucle interne en fonction du signal de résidu. Ce type d'approche sera traité dans une section ultérieure sous la forme de la structure Generalized Internal Model Control (GIMC).

2.4.1 Schéma de l'Hybride FTC

Dans ce qui suit, on propose une architecture hybride pouvant garantir simultanément les objectifs de performance et de robustesse du système vis-à-vis des défauts, cela grâce à une commutation entre deux contrôleurs. La caractéristique spécifique de cette architecture est que la conception du contrôleur en termes de performance et de robustesse est faite séparément, ce qui a l'avantage de surmonter le compromis traditionnel de performance/robustesse. La conception du dispositif de commande fonctionne de sorte que la vitesse est contrôlée uniquement par un régulateur PI pour le fonctionnement nominal sans défauts. Dans le cas contraire, un correcteur robuste H_∞ sera activé en présence des défauts ou des perturbations externes. La stratégie du basculement entre ces deux correcteurs est garantie par le système de diagnostic FDI basé sur la génération de résidu à base d'observateur sur le principe décrit précédemment. Le but du bloc FDI est de créer des signaux de contrôle du commutateur (switch) pour choisir le régulateur adéquat selon l'état du système. L'activation dépend de l'amplitude de l'erreur signalée par le résidu, ce dernier est comparé à un seuillage déterminé selon les performances de l'observateur. Le schéma complet de l'Hybride FTC appliqué sur une chaîne de traction du véhicule électrique est représenté sur la figure 2.15.

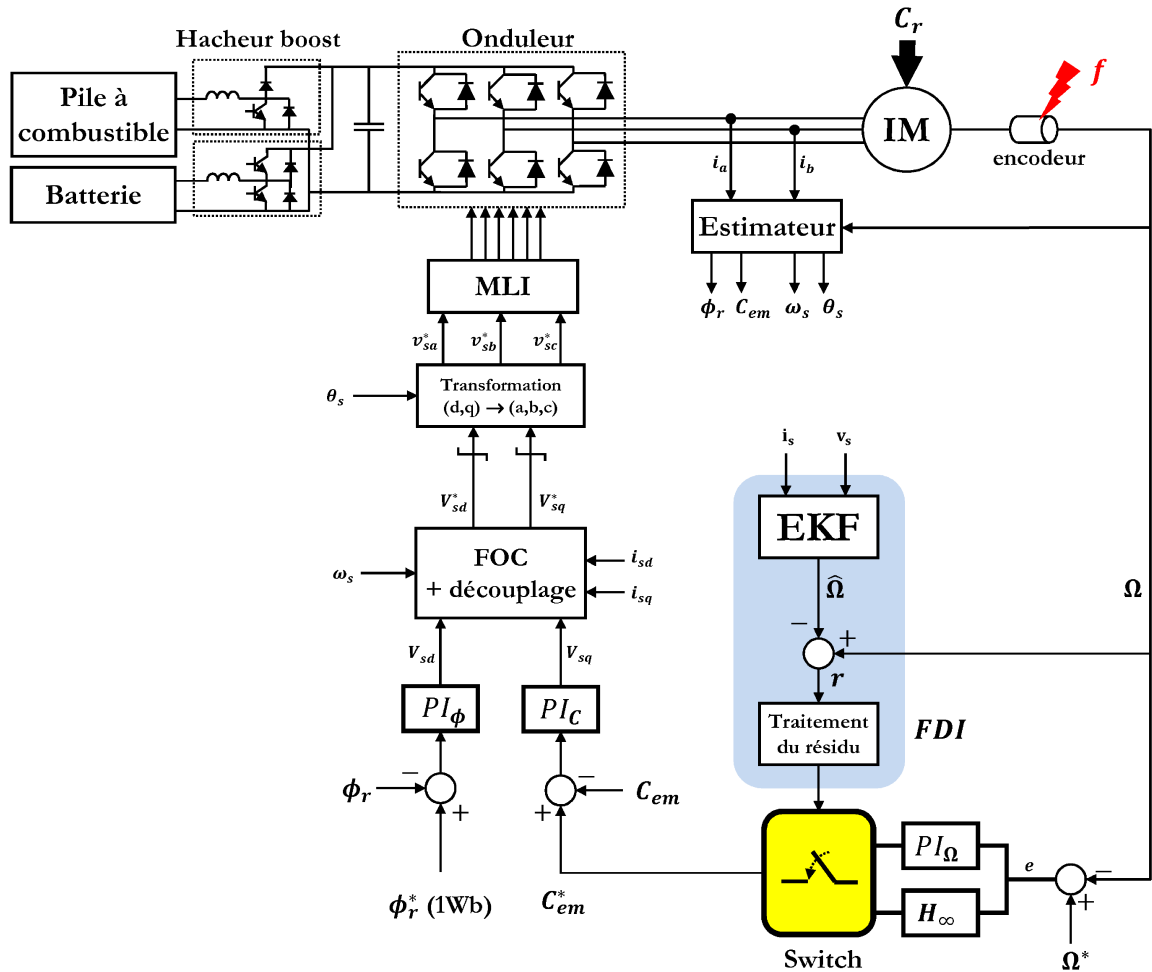


FIGURE 2.15 – Schéma de l'architecture Hybride FTC

Afin d'émuler le plus fidèlement possible une chaîne de traction du véhicule électrique de la figure 1.5, on peut adopter une alimentation multi-sources composée de deux types de sources : une Pile à Combustible (PàC) représentant la source principale et une batterie en tant que source secondaire ; chaque source est connectée à un hacheur élévateur (Boost) associée à une stratégie de gestion d'énergie [AZI10]. Elle permet de garantir une tension continue et stable en sortie du bus continu. Cette structure multi-source permet un agencement en parallèle pour garantir la puissance nécessaire au moteur électrique du véhicule. L'utilisation d'une source auxiliaire permet d'assister la pile à combustible lors de transitoires rapides et de récupérer l'énergie de freinage.

Modèle du défaut utilisé en simulation

Deux cas de défaillance du capteur mécanique ont été considérés dans notre étude. Ces deux défauts ont été modélisés et rajoutés directement à la sortie Ω du système. Dans la partie expérimentale du chapitre 4, le défaut sera toujours émulé par voie logicielle et non matérielle. Les modèles adoptés pour les deux cas sont présentés dans le paragraphe suivant :

Défaut additif : le capteur mécanique est perturbé par un bruit externe selon l'expression : $\tilde{\Omega} = \Omega + bb_\omega$. La puissance du bruit est caractérisée par le rapport signal-bruit (SNR pour Signal to Noise Ratio). L'amplitude relative entre la puissance du bruit de mesure (P_b) sur la puissance du signal du capteur (P_s) est donnée par l'équation 2.32 [FRA04], où l'influence du bruit sur le signal sera d'autant plus faible que le SNR_{dB} sera grand.

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{P_s}{P_b} \quad (2.32)$$

Afin de calculer la puissance du bruit P_b , on calcule sa Densité Spectrale de Puissance (DSP). Pour un bruit blanc d'une bande passante de 20Hz à 20kHz, la DSP est donnée par [DIA10][HAN12] :

$$DSP_b = \sigma^2 = Var$$

$$P_b = \int_0^\infty DSP_b df = \sigma^2 BP \approx 2\sigma^2 \cdot 10^4 \quad (2.33)$$

La puissance du signal du capteur mécanique est évaluée sous Simulink donnant $P_s = 9 \cdot 10^4$. Afin qu'un signal soit répertorié comme bruité, il faut que le SNR soit inférieur à 40dB [GEI13], et d'après les équations précédentes on pourra fixer une variance du bruit au minimum de 0,22.

Défaut multiplicatif : une chute exponentielle maximale de $g\% = 30\%$ du gain du capteur est appliqué [DEL08]. Ce cas reflète un biais progressif sur la mesure de la vitesse réelle, son expression est donnée par :

$$\tilde{\Omega} = \begin{cases} \Omega & t < t_{on} \\ \Omega \left[1 - (1/g\%)(1 - e^{-15(t-t_{on})}) \right] & t \geq t_{on} \end{cases} \quad (2.34)$$

où $g\%$ est le pourcentage du gain appliqué, t_{on} est le moment d'application du défaut, $\tilde{\Omega}$ la vitesse mécanique mesurée par le capteur, et Ω est la vitesse mécanique réelle.

Diagnostic d'un capteur mécanique bruité

Le principe de la génération de résidu à base d'observateur est d'estimer la sortie du système et de la comparer avec la mesure. Cette différence générera un résidu en temps réel, qui sera mis à jour pour chaque pas d'échantillonnage. Comme le montre le schéma de la figure 2.16 il y aura deux types de scénarios possibles :

1. si le résidu est actif ($r(t) \neq 0$), il y aura la détection du défaut puis activation de la stratégie FTC ;
2. si le résidu est inactif ($r(t) = 0$) alors on continue la surveillance du système.

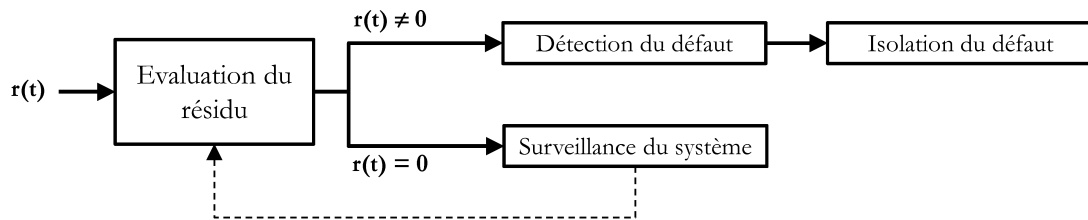


FIGURE 2.16 – Traitement du résidu

Dans le cas d'un capteur mécanique, le résidu représente la différence entre la vitesse mesurée et celle estimée par l'observateur EKF. Le résidu est obtenu selon le schéma représenté sur la figure 2.7.

Le signal de résidu traité est comparé à un seuil générant un signal de commande binaire '0' pour le fonctionnement nominal et '1' lors de la détection d'un défaut. Le niveau du seuil est déterminé à partir des performances de l'observateur EKF en terme d'erreur d'estimation de la vitesse qui ne dépasse pas 3%. On pourra fixer un seuil à une valeur de 9% par exemple, reflétant une erreur d'estimation multipliée par 3 afin d'avoir une bonne marge de sécurité contre les fausses alarmes.

Une fois que la stratégie du diagnostic est faite, on passe à la phase de synthèse des correcteurs tolérants aux défauts. En terme de correcteur robuste, le choix s'est porté sur une synthèse robuste par l'approche H_∞ sous différents aspects (ordre plein, ordre réduit et ordre fixé). Cette synthèse constitue une méthode de construction de correcteurs tolérants à des perturbations exogènes (internes ou externes) [APK06].

Pour la synthèse des différents contrôleurs H_∞ tolérants aux fautes, nous présenterons tout d'abord la formulation H_∞ Loop Shaping avec deux solutions de réduction de l'ordre du correcteur (avec un ordre réduit puis un ordre fixé), et cela pour les deux types de défaut : additif (bruit) et multiplicatif (gain exponentiel).

2.4.2 Synthèse d'un correcteur robuste par l'approche Loop Shaping

Cette approche a été développée par McFarlane et Glover [MAC89][MAC92] à partir de la notion de factorisation première d'une matrice de transfert. Cette approche présente des propriétés intéressantes et sa mise en œuvre utilise les notions courantes de l'automatique.

On peut définir le modèle nominal du système G contrôlé par la factorisation première à gauche : $G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$. Ensuite, les incertitudes du modèle sont prises en compte tel que :

$$\tilde{G} = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1}(\tilde{N} + \Delta_N) \quad (2.35)$$

où Δ_M, Δ_N sont des fonctions de transfert inconnues et stables représentant l'incertitude du système. On peut alors définir une famille de modèles tel que :

$$\xi_\epsilon = \left\{ (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1}(\tilde{N} + \Delta_N) : \|\Delta_M \Delta_N\|_\infty < \epsilon_{max} \right\} \quad (2.36)$$

où ϵ_{max} représente la marge de stabilité maximale.

Le problème de la stabilité robuste est donc de trouver la plus grande valeur de ϵ_{max} , de sorte que tous les modèles appartenant à ξ_ϵ soient stabilisés par le même contrôleur K .

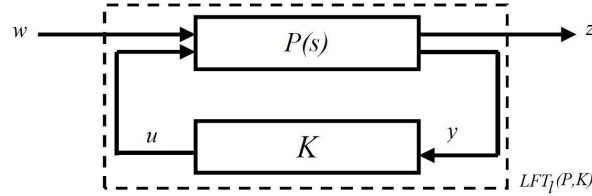


FIGURE 2.17 – Synthèse H_∞ standard

Le problème H_∞ consiste à trouver un paramètre $\gamma > 0$ et un correcteur $K(s)$ stabilisant le système $G(s)$ de sorte que :

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} (I - KG)^{-1} \begin{pmatrix} I & G \end{pmatrix} \right\|_\infty = \gamma_{min} \quad (2.37)$$

Dans [MAC92] il est montré que la valeur minimale de γ est donnée par :

$$\gamma_{min} = \sqrt{1 + \lambda_{sup}(XY)} \quad (2.38)$$

où λ_{sup} indique la plus grande valeur propre du produit XY , sachant que X et Y résolvent l'équation de Ricatti suivante :

$$\begin{aligned} A^T X + XA - XB^T B X + C^T C &= 0 \\ AY + YA^T - YC^T C Y + BB^T &= 0 \end{aligned} \quad (2.39)$$

Finalement, le correcteur stabilisant le modèle bouclé de la figure 2.17 est donnée par :

$$K(s) = B^T X(sI - A + BB^T X - \gamma_{min}^2 ZY C^T C)^{-1} \gamma_{min}^2 ZY C^T \quad (2.40)$$

où $Z = (I + YX - \gamma_{min}^2 I)^{-1}$ et A, B, C sont les matrices d'état de $G(s)$.

Approche H_∞ Loop Shaping

La méthode Loop Shaping se focalise sur le transfert en boucle ouverte de l'ensemble (système + correcteur). Cette approche est formulée en plusieurs étapes. La première étape consiste à réaliser le correcteur à l'aide des fonctions de pondérations $W_1(s)$ et $W_2(s)$ placées en série avec le système respectivement en amont et en aval (figure 2.18.a). Ces fonctions ont pour rôle de :

- fixer la bande passante et d'augmenter le gain en basse fréquence afin de rejeter les perturbations ;
- faire chuter le gain en haute fréquence pour assurer la robustesse face aux incertitudes.

Dans la deuxième étape, un correcteur $K(s)$ est synthétisé afin d'assurer la stabilité et la robustesse nécessaires en minimisant la norme H_∞ du transfert entre le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie.

Le réglage des performances est obtenu en effectuant un façonnage en boucle ouverte avant de calculer le contrôleur. La procédure de conception est donnée par la figure suivante :

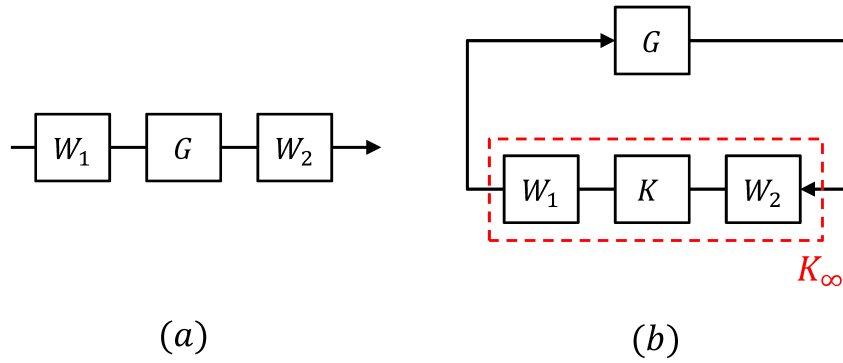


FIGURE 2.18 – Synthèse Loop Shaping

On ajoute à la matrice $G(s)$ du système à commander un pré- et un post-compensateur W_1 et W_2 respectivement, les valeurs singulières du système nominal sont ajustées afin de donner la forme désirée en boucle ouverte. Le système nominal $G(s)$ et les fonctions de pondération W_1 et W_2 sont combinés afin d'améliorer les performances du système en boucle ouverte tel que $G_a = W_1 G W_2$. Dans le cas monovariante, cette étape est effectuée en commandant le gain et la phase de $G_a(j\omega)$ dans le plan de Bode.

Avec la factorisation première de $G_a(s)$, nous appliquons les résultats précédents pour calculer ϵ_{max} , puis on synthétise un correcteur $K(s)$ assurant une valeur de ϵ inférieure à ϵ_{max} :

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} (I - K W_1 G W_2)^{-1} (I \quad W_1 G W_2) \right\|_\infty = \gamma = \frac{1}{\epsilon} \quad (2.41)$$

Le régulateur final K_∞ est obtenu en combinant le dispositif de commande K dans l'équation 2.41 avec les fonctions de pondération W_1 et W_2 .

Synthèse *a posteriori* du correcteur d'ordre complet

Pour des performances optimales et un bon asservissement de la vitesse de référence en mode sans défaut, nous utiliserons un contrôleur nominal du type PI parallèle. En prenant un amortissement $\xi_3 = 0,707$ et un temps de réponse $\tau_3 = 0,1s$, l'équation 2.18 donne : $K_{p3} = 9$, $K_{i3} = 0,3$

Comme mentionné dans [BOU12a] le transfert entre l'entrée de commande et la vitesse du moteur est donné par :

$$G(s) = \frac{\Omega}{C_{em}^*} = \frac{1}{Js + k_f} \quad (2.42)$$

avec : $J = 0,01 kg.m^2$ et $k_f = 0,001 N.m.s.rd^{-1}$

Pour la synthèse du correcteur robuste H_∞ Loop Shaping, la première étape consiste à sélectionner les pré- et post-compensateurs W_1 et W_2 . Ces fonctions déterminent la bande passante du système commandé mais aussi sa robustesse et ses propriétés en terme de rejection du bruit. Pour notre application, afin d'assurer un gain élevé dans les basses fréquences et un faible gain dans les hautes fréquences, nous avons choisi la fonction de pondération W_1 sous forme d'un PI afin d'améliorer les performances du système et W_2 sous forme d'un filtre passe-bas d'ordre 2 avec une fréquence de coupure de $100 rd/s$ pour d'améliorer la robustesse. Les fonctions de pondération sont données par les expressions suivantes :

$$W_1(s) = K_c \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad W_2(s) = \frac{k}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.43)$$

avec $K_c = 0,04$, $\tau_i = 0,01s$, $k = 10^4$, $\xi = 0,7$, $\omega_n = 100 rd/s$.

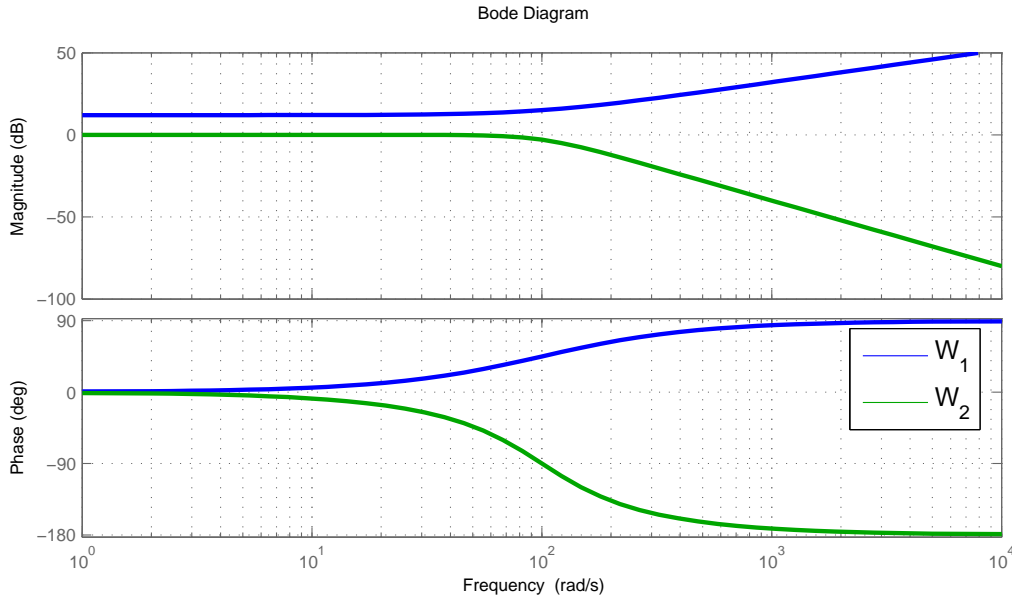


FIGURE 2.19 – Représentation fréquentielle des pondérations $W_1(s)$ et $W_2(s)$

Dans la dernière étape, nous avons calculé le correcteur K comme le montre la figure 2.18.b. Ensuite, nous combinons ce correcteur avec les fonctions de pondération W_1 et W_2 tels que :

$$K_\infty = W_1 K W_2 \quad (2.44)$$

Nous ajoutons les indices b et g pour le défaut du cas 1 (bruit) et du cas 2 (gain) respectivement. Les correcteurs K_∞^b et K_∞^g d'ordre complet pour les défauts bruit et gain respectivement, auront les fonctions de transfert suivantes :

$$K_{\infty}^b = \frac{2138,4(s+100)(s+11,3)(s+(70,1+j71,4))(s+(70,1-j71,4))}{s(s+63,1)(s+(70+j71,4))(s+(70-j71,4))(s+(73,2+j86,5))(s+(73,2-j86,5))}$$

$$K_{\infty}^g = \frac{90,64.10^6(s+8,84.10^{-5})(s+270,8)(s+(7050-j7090))(s+(7050+j7090))}{s(s+270,8)(s+(7,1-j7,1))(s+(7,1+j7,1))(s+(7070-j7070))(s+(7070+j7070))} \quad (2.45)$$

On remarque que le correcteur final est d'un ordre élevé, ce qui représente une contrainte car la mise en œuvre de régulateur d'un ordre aussi élevé pourra s'avérer être une tâche très coûteuse en capacité de calcul. Les méthodes avancées de synthèse de correcteurs [LE10] produisent généralement des correcteurs ayant un ordre comparable ou plus à celui du système. Toutefois, des régulateurs d'ordres réduits sont souvent plus adaptés pour la mise en œuvre expérimentale en temps réel.

Réduction de l'ordre du correcteur

Plusieurs méthodes de réduction de l'ordre de correcteur existent dans la littérature, on peut citer : la méthode de troncature modale [DAV66], l'approximation de Padé [AST07] et la méthode de troncature équilibrée [MOO81][SAF89]. Une comparaison de ces trois méthodes est présentée dans le tableau 2.4 [BAK96][BOY09][GUI11][LER11].

TABLE 2.4 – Avantages et inconvénients des méthodes de réduction de l'ordre du correcteur

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Troncature modale	<ul style="list-style-type: none"> - ordonne les valeurs propres de A selon des parties réelles décroissantes - représente correctement le comportement à basse fréquence du système initial - utilisée dans la dynamique des structures, en particulier dans l'aéronautique. 	<ul style="list-style-type: none"> - ne prend pas en compte les oscillations provoquées par des modes ayant une grande partie imaginaire - beaucoup trop coûteux, en temps de calcul et en stockage mémoire
Approximation de Padé	<ul style="list-style-type: none"> - approximation donnée par une suite de fonctions 	<ul style="list-style-type: none"> - complexifie inutilement l'expression de la réduite - ajoute une instabilité par l'adjonction de singularités factices - le modèle d'ordre réduit ne fournit qu'une bonne approximation locale
Troncature équilibrée	<ul style="list-style-type: none"> - différents modèles d'ordre réduit peut être généré en spécifiant l'ordre - le système à réduire peut être stable ou instable, continu ou discret, linéaire ou non-linéaire 	<ul style="list-style-type: none"> - choix de l'ordre de réduction limité - induit la résolution d'une équation de Lyapunov, qui n'est malheureusement pas traitable pour les grands systèmes.

En général, les deux premières méthodes jouent un rôle moins important dans l'analyse des systèmes dynamiques [BAO10]. Afin de réduire l'ordre des correcteurs K_{∞}^b et K_{∞}^g , on adoptera la troisième méthode de réduction en raison de sa facilité d'exécution sous Matlab avec la commande *hankelmr*. Cette commande renvoie un modèle d'ordre réduit souhaité par approximation des valeurs singulières de Henkel du système d'origine.

Ainsi, la méthode de troncature équilibrée d'un système LTI est une représentation d'état dont ses matrices de contrôlabilité W_c et d'observabilité W_o , sont des matrices diagonales d'ordre q tels que [BAO10] :

$$W_c = W_o = \text{diag}(\sigma_1 I_{m1}, \dots, \sigma_q I_{mq}) \quad (2.46)$$

où $\sigma_1 > \sigma_2 > \dots > \sigma_q$ sont appelées les valeurs singulières de Hankel du système, et m_i sont les degrés de multiplicité de σ_i . Ces matrices sont les solutions des équations de Lyapunov suivantes :

$$\begin{aligned} AW_c + W_c A^T + BB^T &= 0 \\ A^T W_o + W_o A + CC^T &= 0 \end{aligned} \quad (2.47)$$

L'idée principale de la troncature équilibrée est que les états qui sont moins contrôlables et observables peuvent être éliminés sans impact significatif sur la réponse du système. De plus, le système d'ordre réduit obtenu par cette méthode est équilibré et stable. Ses matrices deviennent des matrices diagonales d'ordre réduit r tels que :

$$\hat{W}_c = \hat{W}_o = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_r) \quad (2.48)$$

Finalement la norme H_∞ de l'erreur entre le système d'origine et celui d'ordre réduit est bornée par la somme des valeurs singulières tronquées.

$$\|K - K_{\text{reduit}}\|_\infty \leq \sum_{r+1}^q \sigma_k \quad (2.49)$$

Les correcteurs d'ordre complet de l'équation 2.45 peuvent être réduits à un correcteur d'ordre 4.

$$\begin{aligned} K_{\infty}^b &= \frac{2210,98(s+100)(s+8,76)}{s(s+82,05)(s+(70+j71,41))(s+(70-j71,41))} \\ K_{\infty}^g &= \frac{-0,87(s-1,04.10^4)(s+0,00034)}{s(s+270,8)(s+(7,1.10^3+j7,1))(s+(7,1.10^3-j7,1))} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Une deuxième alternative afin de réduire l'ordre du correcteur est de fixer la structure du correcteur final avant la synthèse, cette méthode génère un correcteur avec des performance H_∞ en lui donnant un ordre prédéterminé, et inférieur à un correcteur d'ordre réduit.

Synthèse *a priori* du correcteur d'ordre fixé

Les correcteurs d'ordre fixé sont intéressants à concevoir du fait qu'on arrive à fixer l'ordre du correcteur final avant la synthèse. Cela pourrait être important pour des mises en œuvre expérimentales si les capacités de calcul sont limitées. Il existe un nouvel outil dans la toolbox "Robust Control" pour une synthèse H_∞ structurée, où l'ordre du correcteur final peut être choisi *a priori*.

Toujours dans la même perspective de réduction de l'ordre du correcteur robuste, nous utilisons la fonction "*hinfstruct*" afin de minimiser la norme H_∞ du transfert en boucle fermée du système. Plusieurs exemples d'applications utilisent ce type de correcteurs [APK93][APK06][TOR10][GAH11][OUD14].

La méthode utilise des calculs de sous-gradient pour résoudre le problème d'optimisation H_∞ en minimisant le gain de transfert entre les sorties désirées et les entrées perturbatrices pour récupérer des paramètres prédéterminés d'un correcteur stable. Le protocole de la synthèse est

similaire à la synthèse H_∞ standard, avec un aspect essentiel, à savoir, la structure du correcteur final qui sera fixée *a priori*.

Supposons que le système global d'ordre n de la figure 2.20 admet la représentation d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ w \\ u \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

où $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_1 \in \mathbb{R}^{n \times m_1}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{n \times m_2}$, $C_1 \in \mathbb{R}^{p_1 \times n}$, $C_2 \in \mathbb{R}^{p_2 \times n}$, $D_{11} \in \mathbb{R}^{p_1 \times m_1}$, $D_{12} \in \mathbb{R}^{p_1 \times m_2}$, $D_{21} \in \mathbb{R}^{p_2 \times m_1}$ et $D_{22} \in \mathbb{R}^{p_2 \times m_2} = 0$.

On considère maintenant un correcteur PID avec la fonction de transfert :

$$PID = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \frac{s}{\tau s + 1} \quad (2.52)$$

où τ est la constante de temps du filtre de l'action dérivative. Cette fonction de transfert peut s'écrire sous la représentation d'état suivante [HOL05] :

$$\begin{pmatrix} \frac{A_K(s)}{C_K(s)} & \frac{B_K(s)}{D_K(s)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{\tau} & \frac{1}{\tau} \\ K_i & -\frac{K_d}{\tau} & K_p + \frac{K_d}{\tau} \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

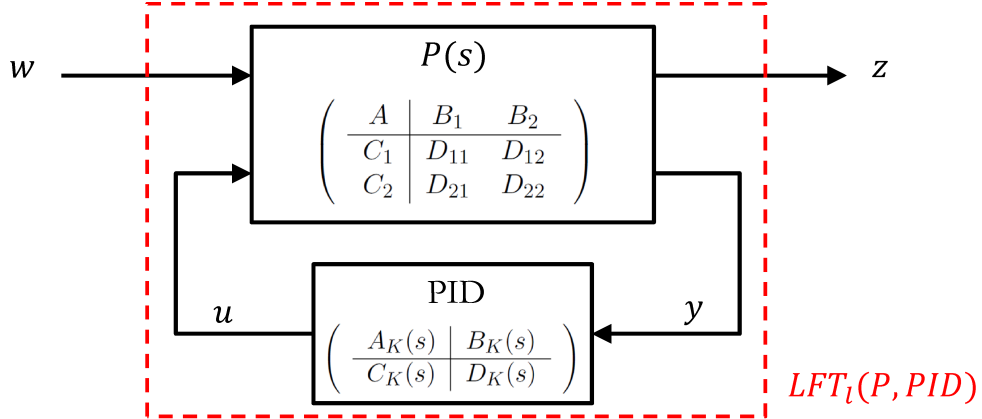


FIGURE 2.20 – Représentation LFT pour la synthèse d'un correcteur d'ordre fixé

Nous souhaitons un correcteur PID avec la robustesse H_∞ par l'optimisation des gains K_p , K_i et K_d . Cette solution a été utilisée par [IBA01] pour la synthèse d'un correcteur H_∞ optimale d'ordre fixé à un PID à l'aide de la méthode de complémentarité conique [GHA97]. D'autres travaux dans le même contexte peuvent être trouvés dans [GRI99] et [GRA01]. L'interconnexion sous forme LFT du système d'équation 2.51 avec le correcteur PID de l'équation 2.53, donne la représentation d'état en boucle fermée suivante :

$$\left(\begin{array}{c|c} A(s) & B(s) \\ \hline C(s) & D(s) \end{array} \right) = \left(\begin{array}{cc|c} A + B_2 D_K C_2 & B_2 C_K & B_1 + B_2 D_K D_{21} \\ B_K C_2 & A_K & B_K D_{21} \\ \hline C_1 + D_{12} D_K C_2 & D_{12} C_K & D_{11} + D_{12} D_K D_{21} \end{array} \right) \quad (2.54)$$

Nous avons l'intention de résoudre le problème H_∞ suivant [HOL05] :

$$\underbrace{\inf}_{s \in P; A(s) \text{ stable}} \left\| D(s) + C(s)(sI - A(p))^{-1} B(s) \right\|_\infty^2 \quad (2.55)$$

En raison des travaux de [APK06], la résolution du problème devient plus simple ce qui conduit à modérer la taille du programme d'optimisation, même pour les systèmes d'un ordre important. La différence réside dans la méthodologie de résolution des matrices lors de la synthèse. Il n'est plus question de résoudre des structures LMI (Linear Matrix Inequalities), mais plutôt des structures BMI (Bilinear Matrix Inequalities) non-convexes. On cherche à minimiser la valeur du paramètre γ tel que :

$$\left(\begin{array}{cc} A(s)^T X + X A(s) & X B(s) \\ X B(s)^T X & -\gamma_{\min} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} C(s)^T \\ D(s)^T \end{array} \right) \left(\begin{array}{cc} C(s) & D(s) \end{array} \right) < 0 \quad (2.56)$$

avec : $X \in S^n$ est l'ensemble des matrices symétriques réelles $n \times n$.

Ce problème est une inégalité matricielle bilinéaire non-convexe. Le nombre de variables couplés bilinéaires croît quadratiquement avec n .

L'algorithme résolvant ce problème est décrit dans [APK06] et un exemple d'application sur une suspension active utilisant un PID est présenté dans [HOL05]. Cette stratégie algorithmique utilise des gradients généralisés et des techniques de groupement adaptées à la norme H_∞ . La solution converge vers un point optimal à partir d'un point de départ arbitraire.

Dans notre cas, on s'intéresse à la conception d'un contrôleur d'ordre fixé de type PI, avec les contraintes de robustesse acceptables. En effet, l'avantage est que nous pouvons utiliser la commande "*ltiblock*" sous Matlab afin de fixer plus facilement la structure d'un correcteur PI. Dans la figure 2.21, en vue de régler le correcteur $C_{PI}(s)$ avec *hinfstruct*, nous ajoutons deux pondérations W_e et W_f servant à filtrer l'erreur d'asservissement e et l'entrée perturbatrice f .

Par analogie à la synthèse H_∞ standard, nous pouvons identifier une procédure de résolution d'un problème de rejet de perturbation exogène ; où l'effet du vecteur $w = [f \ \Omega^*]$ doit être atténué vis-à-vis du vecteur de sortie $z = [\Omega \ e_w]$.

Pour le défaut multiplicatif, [LEU95a][BOU05] proposent d'adopter une stratégie de synthèse en trois étapes représentée par la figure 2.22. Le défaut multiplicatif peut être reconfiguré en une nouvelle perturbation au système pondéré tel que :

$$\Delta = \frac{G(f-1)}{W_c} \quad (2.57)$$

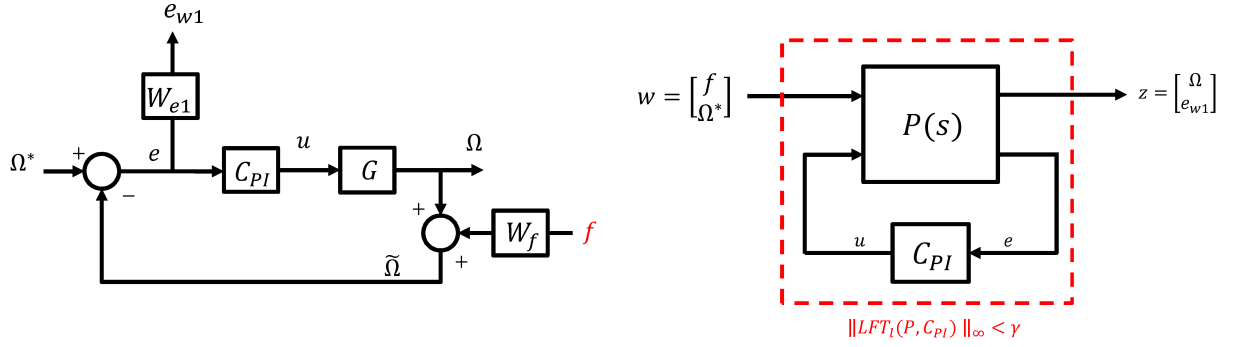


FIGURE 2.21 – Synthèse du correcteur d'ordre fixé pour un défaut additif

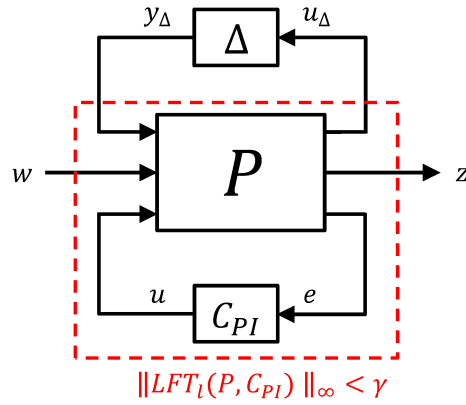
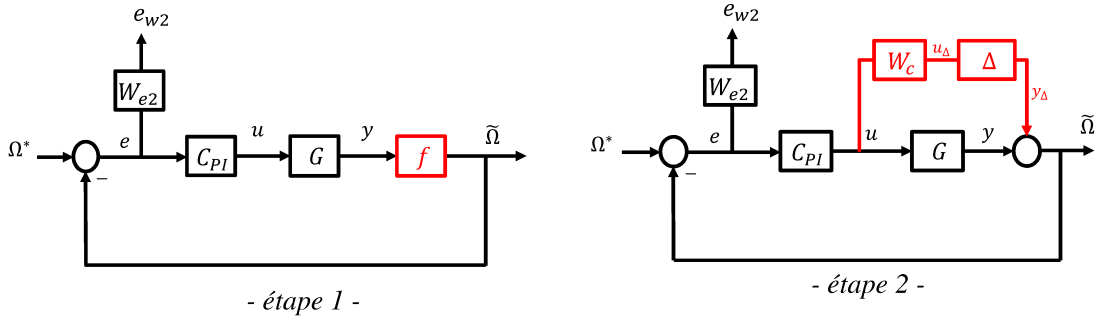


FIGURE 2.22 – Synthèse du correcteur d'ordre fixé pour un défaut multiplicatif

L'objectif est de choisir une nouvelle fonction de pondération W_c afin de respecter la condition : $\|\Delta\|_\infty < 1$.

Malgré une mise en œuvre simple, l'efficacité et la robustesse restent limitées par la structure du correcteur établi au préalable, et la robustesse acquise par un correcteur robuste fixé est légèrement inférieure à celle du correcteur d'ordre plein [APK06]. Il sera très difficile de trouver une valeur γ proche de 1 reflétant une synthèse optimale, cela se verra dans l'application numérique

suivante :

Pour la conception du correcteur H_∞ d'ordre fixé, les spécifications sont prises par une série de tests par simulation Matlab, telles que :

- pour le défaut bruit, la synthèse est la suivante : nous prenons $W_f = \frac{s+125}{s+0,005}$ pour assurer la robustesse vis-à-vis du bruit, et pour améliorer les performances, la fonction de pondération appliquée à l'erreur du système peut être prise $W_{e1} = \frac{4,2 \cdot 10^7}{s+2,6 \cdot 10^5}$ pour réduire l'erreur ;
- pour le défaut gain, nous prenons $W_c = \frac{0,1}{s+10^{-6}}$ pour avoir $\|\Delta\|_\infty = 0,62$. La deuxième fonction de pondération est choisie $W_{e2} = \frac{200}{s+0,8}$ pour assurer la robustesse vis-à-vis du gain.

Les deux correcteurs d'ordre fixé sont donnés par :

$$K_{\infty f}^b = 20 + \frac{5,6}{s} \quad K_{\infty f}^g = 2,5 + \frac{0,0125}{s} \quad (2.58)$$

Selon les résultats numériques précédents, la commande *hinfstruct* résout le problème d'optimisation avec les paramètres résumés dans la tableau ci-dessous.

TABLE 2.5 – Résultat de la synthèse *hinfstruct*

Type de défaut	γ	itération	K_p	K_i
Bruit	1,62	5	20	5,6
Gain exp	1,625	29	2,5	0,0125

Dans le cas d'un système hybride, les paramètres du correcteur nominal sont choisis afin de garantir une réponse rapide et un dépassement limité. Le choix d'une approche FTC active est donc indispensable afin de satisfaire le cahier des charges en terme de performances. Dans [ESP07][HET07] l'analyse de la stabilité des systèmes hybrides linéaires à commutation est étudiée en développant des conditions de stabilité robuste de type LMI qui permet à la fois l'analyse de stabilité et la synthèse de loi de commande. Dans notre cas, on se limitera à l'analyse de stabilité au sens de Lyapunov qui sera décrite dans le prochain paragraphe.

Étude de la stabilité de l'Hybride FTC au sens de Lyapunov

Soit le système hybride à base des deux correcteurs PI et H_∞ représentés respectivement par les matrices de transfert A_1 et A_2 . Afin d'étudier la stabilité au sens de Lyapunov, on vérifie d'abord la stabilité du système hybride suivant [LEI03] :

$$\begin{cases} \alpha A_1 + (1 - \alpha) A_2 \\ \alpha A_1 + (1 - \alpha) A_2^{-1} \end{cases} \quad \alpha = 0; 1 \quad (2.59)$$

Cette condition est nécessaire mais pas suffisante, afin de la compléter on cherche une matrice commune P pour la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(x) = x^T P x \quad (2.60)$$

La dérivée de $V(x)$ donne l'équation suivante :

$$\frac{dV(x)}{dt} = x^T (A^T P + P A) x \quad (2.61)$$

La stabilité exponentielle est vérifié pour $\dot{V}(x) < 0$. Pour un système hybride on devra trouver une matrice commune entre les deux sous systèmes en résolvant le système d'inégalité matricielle linéaire (LMI) suivant [LEI03] :

$$\begin{cases} A_i^T P + P A_i < 0 & i = 1; 2 \\ P > 0 \end{cases} \quad (2.62)$$

Une autre approche équivalente [BOU12b] consiste à choisir une matrice $Q > 0$ tel que :

$$\begin{cases} A_i^T P + P A_i < -Q \\ P > 0 \end{cases} \quad (2.63)$$

Donc on aura pour n systèmes :

$$\begin{aligned} A_1^T P_1 + P_1 A_1 &= -Q < 0 \\ A_2^T P_2 + P_2 A_2 &= -P_1 < 0 \\ &\vdots \\ A_n^T P_n + P_n A_n &= -P_{n-1} < 0 \end{aligned} \quad (2.64)$$

Pour $n = 2$ on aura :

$$\begin{aligned} A_1^T P_1 + P_1 A_1 &= -A_1^T (A_2^T P_2 + P_2 A_2) - (A_2^T P_2 + P_2 A_2) A_1 < 0 \\ &= -A_2^T (A_1^T P_2 + P_2 A_1) - (A_1^T P_2 + P_2 A_1) A_2 > 0 \\ &= A_1^T P_2 + P_2 A_1 < 0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

avec $P_2 > 0$, Q , A_1 , A_2 , P_1 et P_2 sont des matrices Hurwitz carrées, stables et de même dimension (voir l'annexe B.2).

Note : Si Q est symétrique alors P est symétrique et si Q est définie positive alors P est définie positive (voir annexe B.1).

Afin que notre système hybride soit stable au sens de Lyapunov, il faut que les conditions 2.59, 2.61 et 2.65 soient satisfaites. Ces trois conditions sont vérifiées comme suit :

Condition 1 : Les valeurs propres de l'équation 2.59 sont données comme suit :

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= -17,85\alpha - 17,525 + jf(\alpha) \\ \lambda_{3,4} &= -17,85\alpha - 17,525 - jf(\alpha) \end{aligned} \quad (2.66)$$

α est positif ainsi les valeurs propres ont une partie réelle strictement négative $\forall \alpha$ et ainsi le système hybride de l'équation 2.59 est stable.

Conditions 2 et 3 : Les deux matrices A_1 et A_2 de la FTC hybride en boucle fermée sont :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -70.1 & -1000 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -196 & -1,773.10^{-4} & -6.513.10^{-5} & -1,127.10^{-7} & -7,959.10^{-7} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Selon les conditions 2.63 et 2.65, on choisit Q comme suit :

$$Q = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 3 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 3 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 3 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 3 \end{bmatrix} \quad eig(Q) = \begin{bmatrix} 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 7 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Q est symétrique et définie positive, P_1 et P_2 sont calculées et données par :

$$P_1 = 10^{-2} \begin{bmatrix} 6,83 & -0,57 & 2,11 & -2 & 2,73 \\ -0,57 & 2,11 & -1,59 & 2,75 & -0,36 \\ 2,11 & -1,59 & 5,59 & -3,31 & 2,21 \\ -2 & 2,75 & -3,31 & 14,56 & -7,51 \\ 2,73 & -0,36 & 2,21 & -7,51 & 23,40 \end{bmatrix} \quad eig(P_1) = \begin{bmatrix} 1,22.10^{-2} \\ 3,81.10^{-2} \\ 6,88.10^{-2} \\ 1,16.10^{-1} \\ 2,90.10^{-1} \end{bmatrix}$$

$$P_2 = 10^{-4} \begin{bmatrix} 0,15 & -1,67 & 2,47 & -7,98 & 5,17 \\ -1,67 & 2,71 & -2,97 & 5,82 & -1,06 \\ 2,47 & -2,97 & 5,50 & -6,05 & 2,51 \\ -7,98 & 5,82 & -6,05 & 0,66 & -0,59 \\ 5,17 & -1,06 & 2,51 & -0,59 & 118,05 \end{bmatrix} \quad eig(P_2) = \begin{bmatrix} 7,02.10^{-5} \\ 5,48.10^{-4} \\ 1,40.10^{-3} \\ 3,05.10^{-3} \\ 1,57.10^{-2} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

P_2 est définie positive car toutes ses valeurs propres sont strictement positives et d'après la condition 2.65 notre structure hybride est asymptotiquement stable.

2.4.3 Résultats de simulation de l'architecture Hybride FTC

Afin d'analyser la pertinence de l'approche Hybride FTC, l'activation du correcteur robuste est retardée de 2 secondes par rapport à l'application du défaut. Les figures 2.23.a et 2.24.a présentent respectivement les résultats obtenus pour un défaut bruit de mesure de $SNR = 30dB$ et $SNR = 20dB$ appliqué à $t = 3s$ en fonctionnement à vide, puis en charge à $t = 6s$.

Une première analyse permet de distinguer deux étapes principales : la première est le fonctionnement avec le correcteur nominal $[0; 5]s$ où les performances en asservissement en boucle fermée (avant le défaut) sont correctes en terme de temps de réponse et de dépassement, dès l'application du bruit le PI n'arrive plus à garantir les performances souhaitées. La deuxième étape est le fonctionnement avec le correcteur robuste $[5; 7]s$, les résultats de simulation montrent que le correcteur H_∞ agit efficacement face aux bruits de mesure. Ces résultats montrent la robustesse de ce correcteur face au défaut avec un mécanisme qui permet le basculement entre la loi de commande classique (PI) et le correcteur tolérant aux défauts (H_∞).

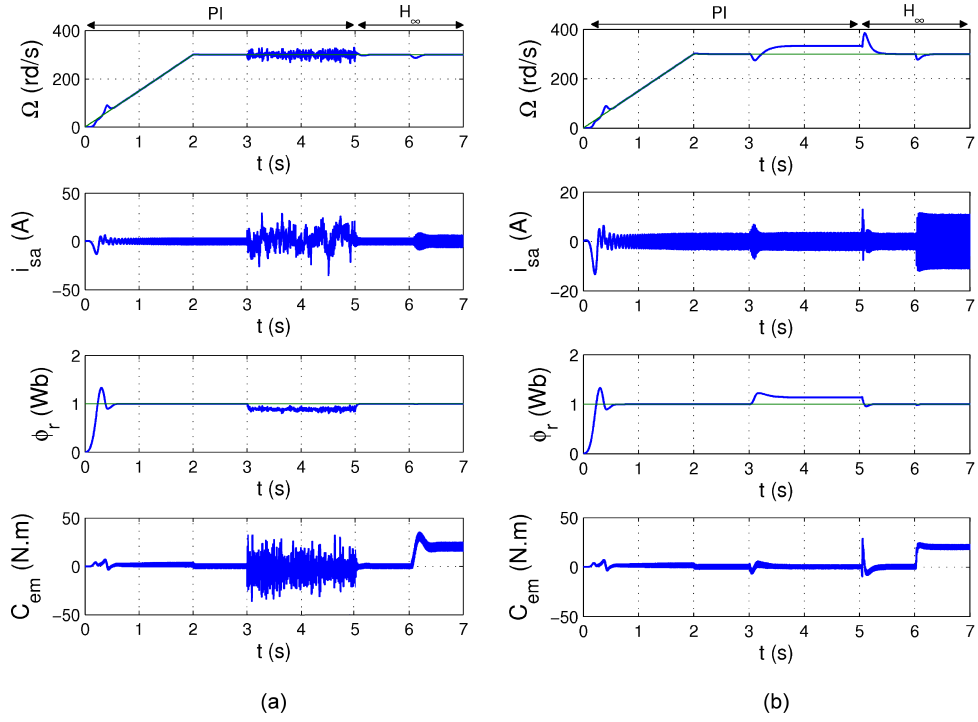


FIGURE 2.23 – Hybride FTC pour un défaut bruit de SNR = 30dB (a) et d'un baisse exponentielle de 30% du gain du capteur (b)

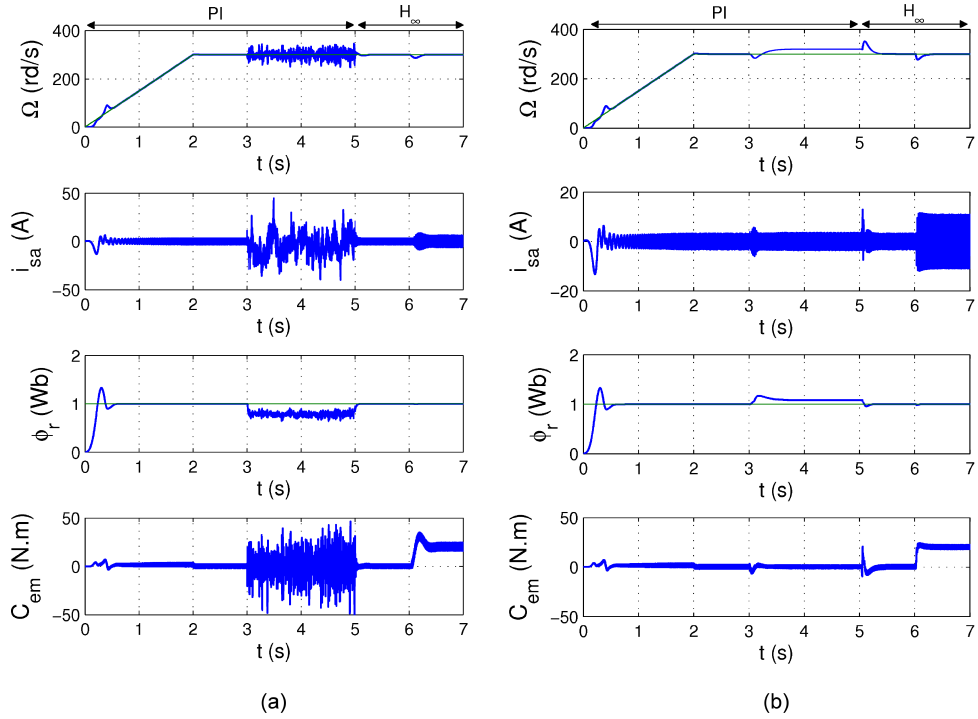


FIGURE 2.24 – Hybride FTC pour un défaut bruit de SNR = 20dB (a) et d'un baisse exponentielle de 20% du gain du capteur (b)

Comme précédemment, le 2^{ème} cas de défaut est représenté sur les figures 2.23.b et 2.24.b présentent respectivement les résultats obtenus pour une baisse exponentielle de 30% et 20% du gain du capteur appliquée à $t = 3s$, avec la FTC retardée de 2 secondes. La baisse du gain du capteur mécanique provoque une accélération brutale du moteur, car un signal erroné provenant du capteur réduit instantanément l'erreur d'asservissement générant une impulsion de commande provoquant une demande en tension d'alimentation plus élevée que celle en fonctionnement normal, cela induit systématiquement une augmentation de la vitesse. Après $t = 5s$, on peut constater qu'avec la stratégie FTC, le moteur suit la vitesse de référence, il en résulte une élimination totale de l'erreur statique.

La figure 2.25 présente les performances de l'architecture Hybride FTC avec le profil du Benchmark 3 pour un défaut à $t = 5s$. Dans ce cas précis, on choisit d'éliminer le retard du Switch afin de mettre l'accent sur la commande autonome de la stratégie AFTC. Une deuxième analyse met en évidence la présence, avec cette stratégie hybride, d'effet transitoire sur la vitesse lors du basculement entre correcteurs. Cet effet indésirable est causé par une commutation entre deux niveaux de commande éloignés (figure 2.26), car dans le cas de cette architecture hybride, le correcteur inactif est systématiquement déconnecté de la boucle fermée rendant sa dynamique en boucle ouverte, avec du signal de commande déphasé du signal sélectionnée par le switch. D'un point de vu qualitatif, il est possible de réduire ce facteur néfaste en adoptant une commutation plus douce entre les signaux de la commande.

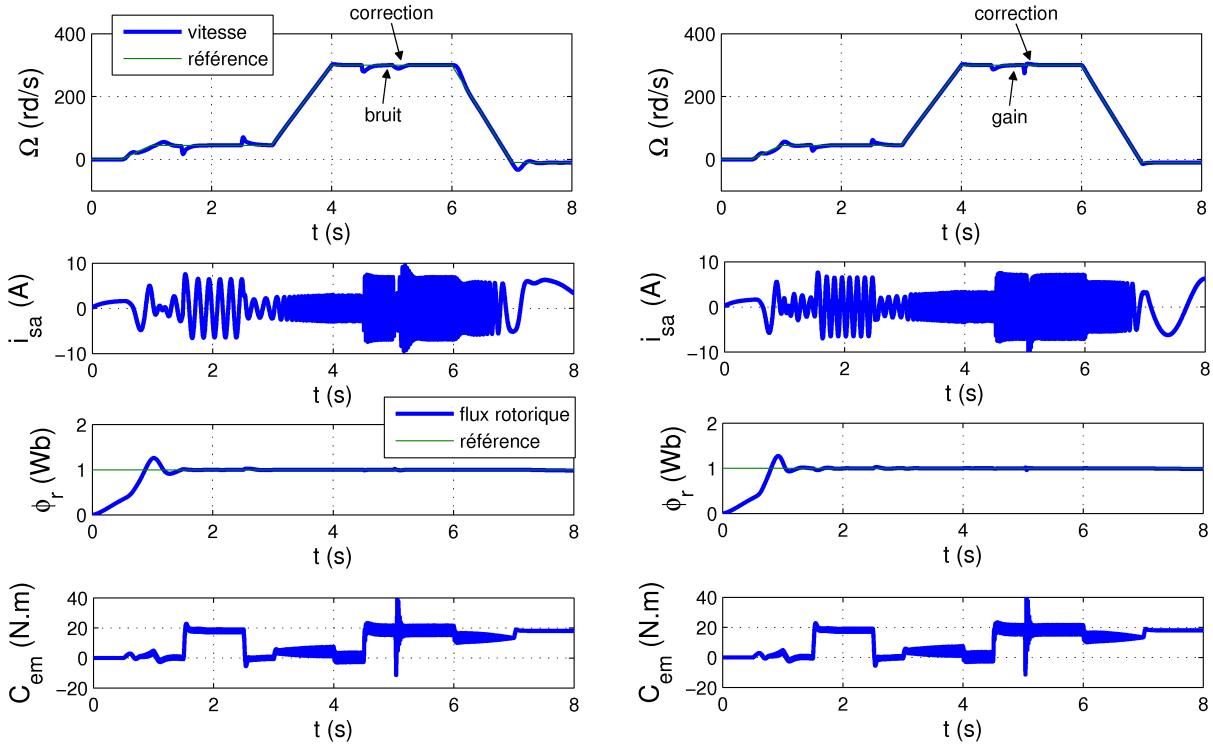


FIGURE 2.25 – Performances de l'Hybride FTC sur le Benchmark 3 pour un défaut bruit (à gauche) et gain exponentiel (à droite) à $t = 5s$

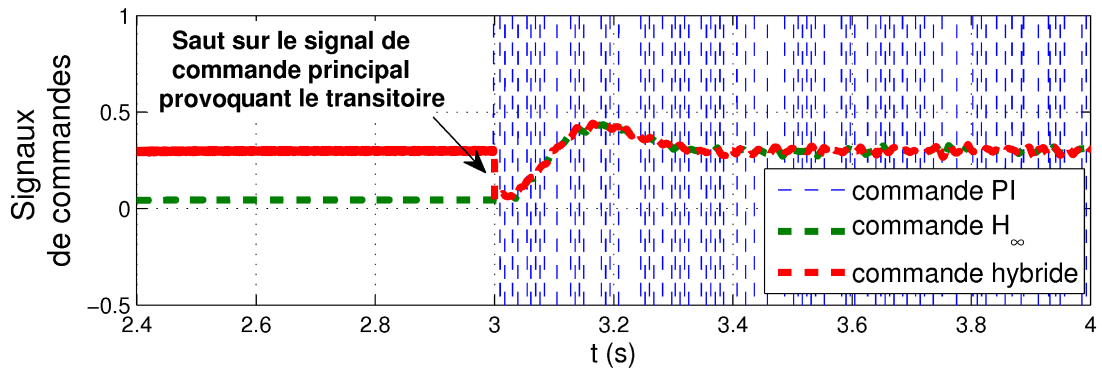
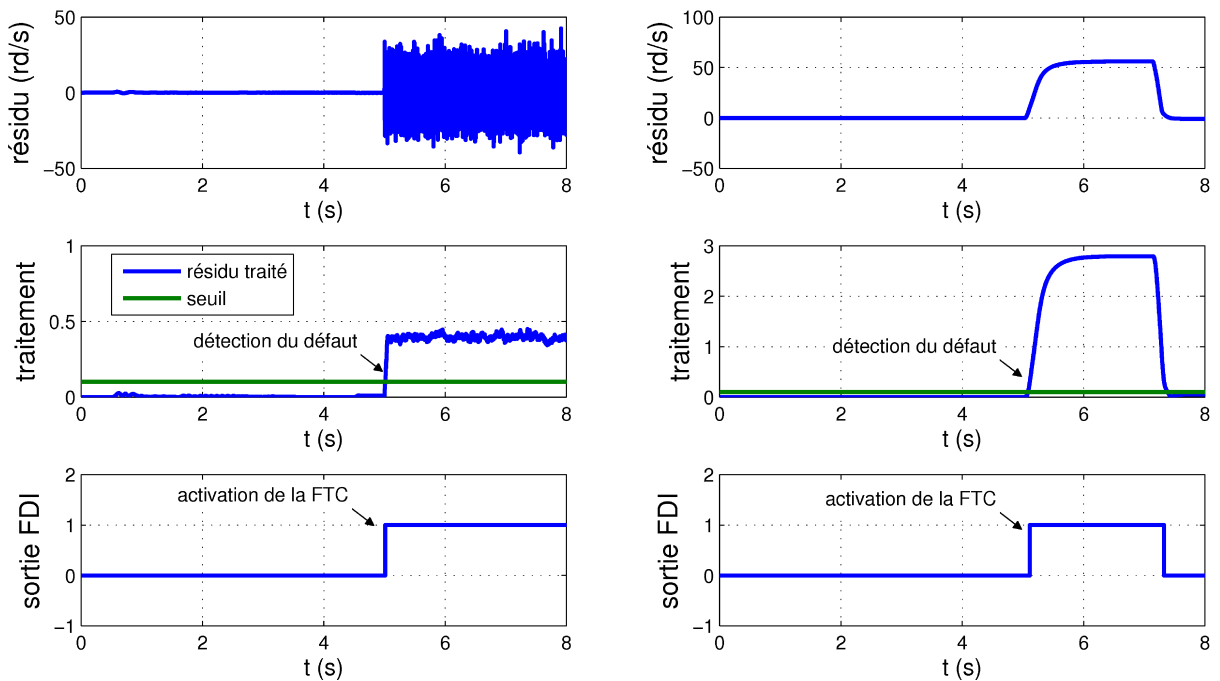


FIGURE 2.26 – Signaux de commande avant et après l’application d’un bruit de mesure

La figure 2.27 présente de façon plus détaillée le comportement du générateur de résidu adopté pour la détection du défaut lié au profil de la figure 2.25. On constate que lorsque le défaut survient, la stratégie FTC opère en un temps très court (0,05 seconde) grâce à un filtre de diagnostic rapide.

Le résidu dans les deux cas dépasse le seuil avec une marge de sécurité suffisante pour éviter des fausses alarmes, donnant ainsi un côté robuste au diagnostic. L’information du basculement est donnée instantanément à l’interrupteur enclenchant la stratégie FTC qui satisfait un bon compromis "rapidité de détection/correction".

FIGURE 2.27 – Diagnostic et détection du défaut bruit (à gauche) et gain exponentiel (à droite) à $t = 5s$

Un rejet de perturbation efficace est obtenu par l’approche étudiée. L’apport en robustesse

est pris en charge par les contrôleurs robustes. La figure 2.28 montre la robustesse de la méthode proposée vis-à-vis des variations paramétriques.

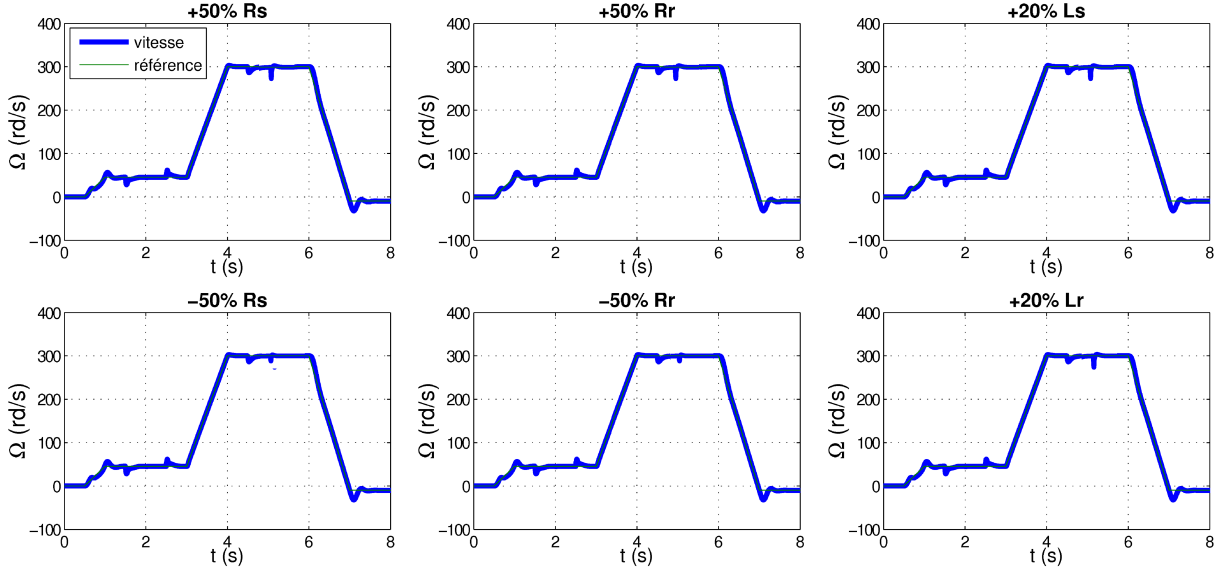


FIGURE 2.28 – Robustesse de l'Hybride FTC avec un capteur bruité

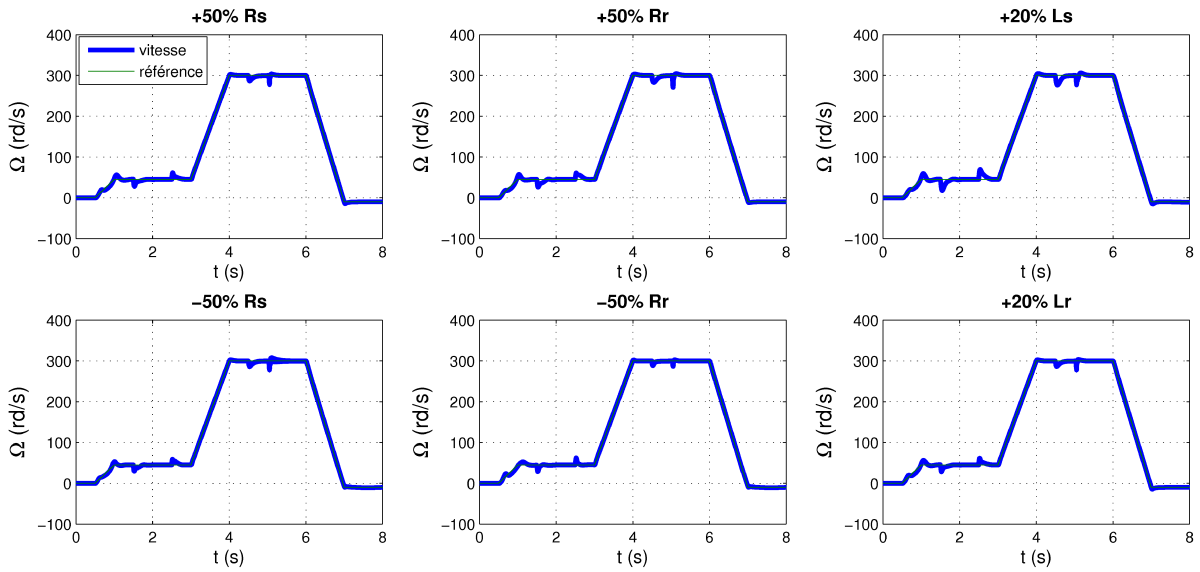


FIGURE 2.29 – Robustesse de l'Hybride FTC avec une baisse de 30% du gain du capteur

Nous avons montré l'intérêt de la commande hybride tolérante aux fautes en se basant sur l'approche robuste H_∞ , cette architecture améliore la réponse du moteur asynchrone dans la traction d'un véhicule électrique en mode dégradé. Les résultats de simulation montrent l'efficacité du correcteur Loop Shaping dans la tolérance aux défauts avec une reconfiguration du signal de commande en ligne. Ce mécanisme garantissant au mieux les performances en mode sain ainsi que la continuité de fonctionnement du système en mode dégradé.

Nous pouvons conclure que la stratégie Hybride FTC proposée représente une amélioration certaine par rapport aux défauts traités ; avec un certain effet transitoire mais néanmoins qui reste acceptable en comparaison avec les performances de stabilité et de corrections apportées par cette méthode. Une autre solution afin d'éliminer cet effet transitoire, il est possible soit d'initialiser l'action intégrale du correcteur, soit de créer un basculement moins direct entre les correcteurs, la solution à cette problématique est abordée dans la section suivante.

2.5 Architecture GIMC

Cette deuxième architecture AFTC est basée sur un modèle de contrôle interne généralisé (GIMC pour Generalized Internal Model Control). L'utilisation de la structure GIMC pour les problèmes FTC a été proposée par [ZHO01] comme étant une extension de la structure IMC (Internal Model Control) qui est seulement applicable aux systèmes stables, ou aux systèmes instables par factorisation premiers [MOR88].

Dans le même registre, il est possible de décrire l'ensemble de tous les correcteurs stabilisants un système en suivant une stratégie appelée "la paramétrisation de Youla" [YOU76] offrant une architecture adéquate pour la conception d'une loi de commande active tolérante aux fautes [VID85][NIE99] ; pour cela il existe des factorisations coprimes gauches et droites $U, V, \tilde{U}, \tilde{V}, M, N, \tilde{M}$ et \tilde{N} , telles que [CIE07] :

$$K_0 = UV^{-1} = \tilde{V}^{-1}\tilde{U} \quad G_0 = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1}\tilde{N} \quad (2.70)$$

Tout régulateur K stabilisant G_0 peut alors être déduit de $\tilde{U}, \tilde{V}, \tilde{M}, \tilde{N}$ et d'une matrice de transfert Q (figure 2.30) qui porte le nom de paramètre de Youla.

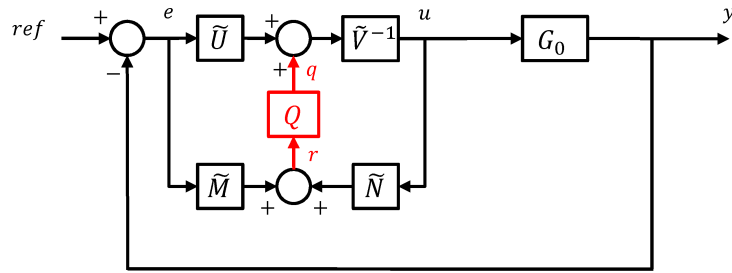


FIGURE 2.30 – Structure de contrôle avec la paramétrisation de Youla [CIE07]

La structure GIMC s'inspire de la précédente structure, utilisant le paramètre de Youla pour résoudre le compromis performances/robustesse [ZHO01][DEL08]. L'idée consiste à réécrire la structure de la figure 2.30 sous la forme illustrée sur la figure 2.31, et à synthétiser le paramètre de Youla telle que la loi de commande soit tolérante aux défauts [CIE07].

2.5.1 Schéma de principe

La structure GIMC se compose d'une boucle interne et d'un contrôleur Λ (figure 2.32). Cette boucle interne arrive à détecter les incertitudes et les perturbations du modèle. Cela signifie que

la robustesse du système de commande dans la structure GIMC est spécifiée par des conditions sur le signal r tel que :

- dans le cas où $r = 0$, il n'existe pas de perturbations sur le système et la structure GIMC gardera la loi de commande régie par le contrôleur nominal ;
- dans le cas où $r \neq 0$, la boucle interne sera activée robustifiant le système bouclé global, ainsi le compromis entre les performances de contrôle et la robustesse est résolu.

Nous pouvons trouver quelques exemples d'application du GIMC dans les FTC, tels que la correction d'un défaut capteur de position d'une MCC [DEL08], la mesure de la position angulaire d'un gyroscope [ZHO05], des applications sur les systèmes mécatroniques [NAM07] et sur les actionneurs piézo-électriques [BOU13b].

Notre objectif est d'appliquer la structure GIMC sur la machine asynchrone pour la commande tolérante aux fautes afin d'assurer à la fois les meilleures conditions de performances et de robustesse. Tout d'abord, nous considérons un système bouclé simple, où le signal de référence (ref) est comparé à la sortie du système puis corrigé par un correcteur nominal K_0 (figure 2.31.a). Il est possible de créer une structure équivalente à partir d'une factorisation des différents composants de la boucle standard pour obtenir l'architecture GIMC de la figure 2.31.b. Il faut noter que la stabilité interne de ce système modifié n'est pas affectée car nous avons le même transfert entre y et u .

La caractéristique importante du GIMC, c'est sa boucle interne qui devient active selon l'application ou non d'une perturbation sur la sortie du système. Le signal de résidu r sera toujours égal à zéro dans le cas sans défaut, c'est-à-dire si $\tilde{G} = G_0$. Il sera différent de zéro si $\tilde{G} \neq G_0$. Cette dernière situation pourra activer la boucle interne faisant office d'une boucle rétroactive pour une robustification du système global lors de l'apparition d'un défaut.

Considérons K_0 comme un contrôleur LTI stabilisant le système nominal G_0 et K_∞ le correcteur robuste H_∞ du modèle perturbé \tilde{G} . D'après [ZHO01] on peut supposer que \tilde{G} et K_0 aient respectivement les factorisations coprime suivantes :

$$K_0 = V^{-1}\tilde{U} \quad \tilde{G} = M^{-1}\tilde{N} \quad (2.71)$$

avec : \tilde{U} , V^{-1} , M^{-1} et \tilde{N} des fonctions de transfert stables.

Il convient de souligner que K_0 est un correcteur conçu pour satisfaire certaines performances liées à un cahier des charges donné. Par exemple, K_0 peut être un simple correcteur PI pour garantir un temps de réponse rapide avec un dépassement limité.

Avec cette structure GIMC, il est possible de satisfaire de meilleures performances avec une bonne robustesse du fait que notre système est contrôlé uniquement par un PI pour le mode nominal sans défaut, et par une commande robuste dans le cas de défaut. Cette robustification de la commande est activée par le signal r ; ce signal de résidu est donné par l'expression :

$$r = \tilde{N}u - \tilde{M}y \quad (2.72)$$

La loi de commande est donnée en fonction du signal q par l'équation suivante :

$$u = \tilde{V}^{-1}(\tilde{U}e + q) \quad (2.73)$$

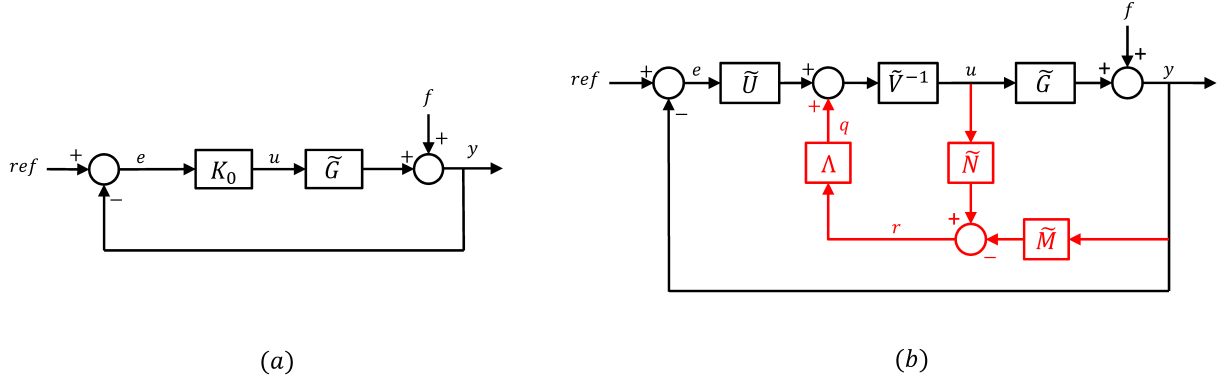


FIGURE 2.31 – Boucle simple (à gauche) et la structure GIMC (à droite)

La structure GIMC de la figure 2.31 peut être également mise sous la forme représentée par la figure 2.32 ; où $\tilde{U} = 1$, $\tilde{M}^{-1} = 1$, $\tilde{N} = G_0$ et $K_0 = \tilde{V}^{-1} = K_{PI}$.

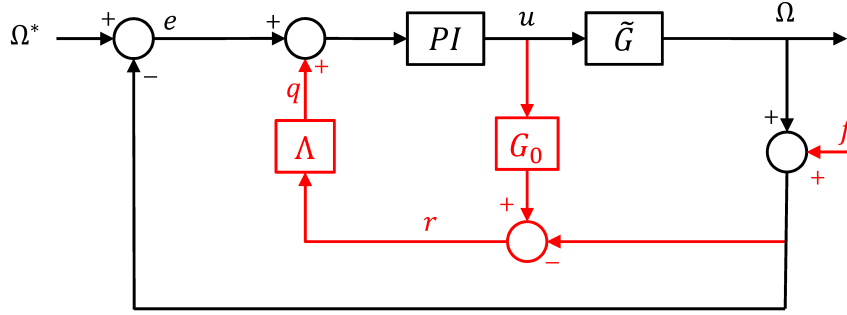


FIGURE 2.32 – Structure du GIMC modifiée pour la FTC

2.5.2 Synthèse du nouveau correcteur robuste

La conception de la structure GIMC passe par la synthèse d'une nouvelle loi de commande robuste activée par la génération d'un signal r . Le problème de la stabilité robuste est résolu grâce à un nouveau correcteur Λ . Son expression est calculée en fonction du correcteur nominal K_0 et du correcteur robuste K_∞ par [ZHO01] :

$$\Lambda = \frac{K_\infty - K_0}{(G_0 K_\infty + 1) K_0} \quad (2.74)$$

L'activation de la FTC se fait par un passage pondéré entre les deux correcteurs réduisant au maximum tout effet transitoire. En résumé, la structure GIMC permet un basculement moins direct, en assurant une correction adaptative vis-à-vis des défauts. Cette structure GIMC peut être réalisée sous 3 étapes :

1. Concevoir un contrôleur nominal haute performance K_0 pour le modèle nominal (un PI par exemple) ;
2. Concevoir un contrôleur robuste K_∞ pour le système avec un défaut ;
3. Construire un contrôleur interne Λ en se basant sur l'équation 2.74.

En substituant les correcteurs H_∞ d'ordre réduit de l'équation 2.50 dans l'équation 2.74, cela nous donne l'expression des correcteurs Λ d'ordre réduit, Λ_r^b et Λ_r^g , synthétisés pour un défaut bruit et un défaut gain respectivement :

$$\begin{aligned}\Lambda_r^b &= \frac{2138,4(s+100)(s+11,33)}{s(s+63,08)(s+(73,2+j71,41))(s+(73,2-j71,41))} \\ \Lambda_r^g &= \frac{90,64 \cdot 10^6(s+8,84 \cdot 10^{-5})}{s(s+270,8)(s+(7010+j7110))(s+(7110-j7110))}\end{aligned}\quad (2.75)$$

Comme on peut le constater, le contrôleur Λ qui en résulte est généralement d'un ordre élevé, ce qui complique la mise en œuvre expérimentale. Comme pour la synthèse H_∞ , des correcteurs d'ordre réduit sont généralement souhaités. La méthode de réduction développée est basée sur les correcteurs H_∞ d'ordre fixé calculés précédemment dans l'équation 2.58. Le contrôleur Λ d'ordre fixé résultant sera d'un degré acceptable limité à une fonction de transfert de 3^{ème} ordre pour chaque défaut. Ces contrôleurs sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\Lambda_f^b &= \frac{27,14s(s-0,3)(s+0,2)}{(s+2000)(s+14,3)(s+0,3)} \\ \Lambda_f^g &= \frac{2,57s(s-5,7)(s+0,1)}{(s+257,6)(s+13,9)(s+0,004)}\end{aligned}\quad (2.76)$$

2.5.3 Résultats de simulation de l'architecture GIMC

Les procédés de synthèse ont été réalisés à l'aide des correcteurs robustes de l'équation 2.75. La figure 2.33 présente des résultats de simulation obtenus avec l'architecture GIMC en présence de deux défauts différents.

Les défauts sont appliqués à $t = 5s$ et une charge nominale est appliquée à $t = 4,5s$. Les résultats montrant bien l'efficacité de la structure GIMC pour les deux cas de défaut, avec une élimination de l'effet transitoire de la vitesse au moment de la correction.

D'après la figure 2.34, au moment de l'apparition du défaut, la valeur du résidu r passe de zéro à une valeur non nulle qui active le correcteur Λ . Le signal q sera calculé de sorte à s'ajouter au signal de commande initial afin d'annuler totalement l'effet perturbateur. La méthode proposée garantit de bonnes performances avec un meilleur suivi pour le cas nominal et une bonne robustesse avec des performances satisfaisantes en présence de défaut.

Nous allons tester la robustesse de l'architecture GIMC avec les variations paramétriques du moteur. Les résultats montrent que l'influence des variations paramétriques de R_r , R_s , L_s et L_r est relativement faible et ne fait pas diverger la vitesse du moteur. En conclusion, l'architecture GIMC assure une bonne correction de la vitesse en mode dégradé, et une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

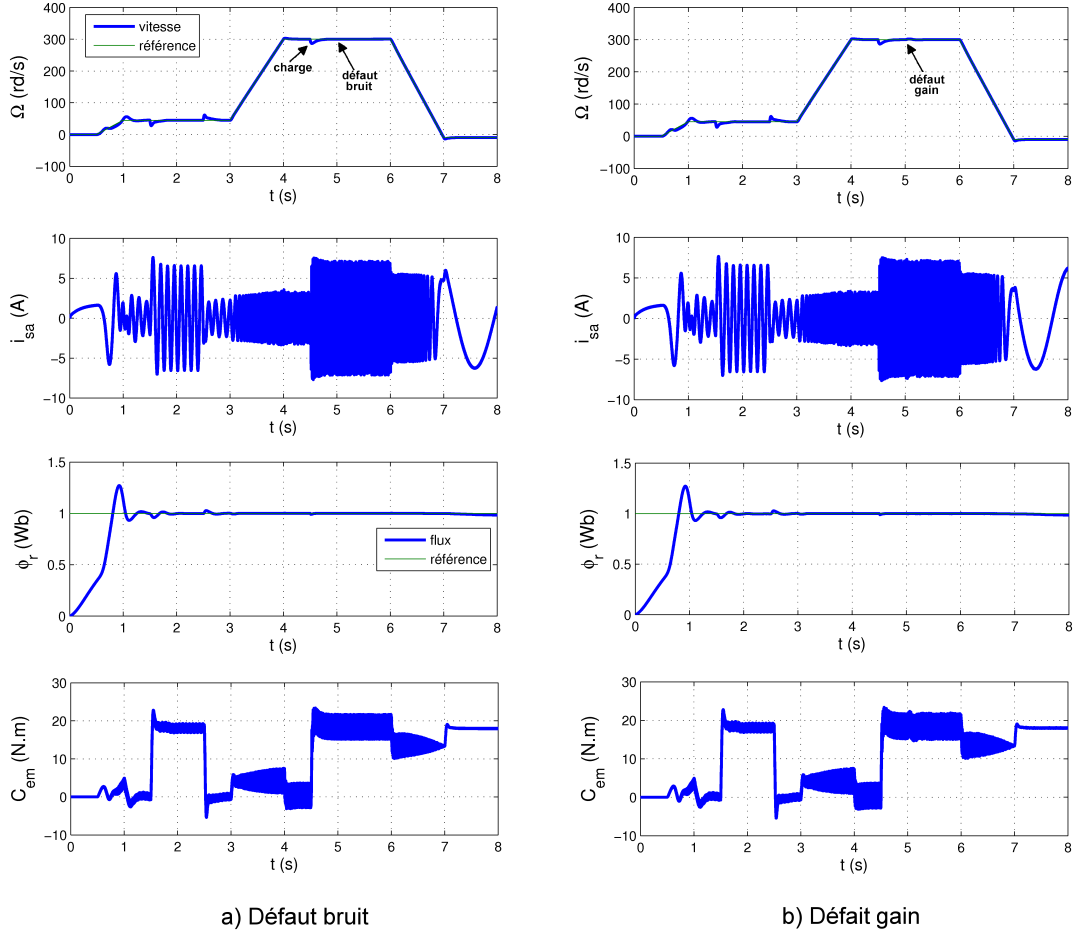


FIGURE 2.33 – Résultats de simulation du GIMC sur le Benchmark 3 pour un défaut à $t = 5s$

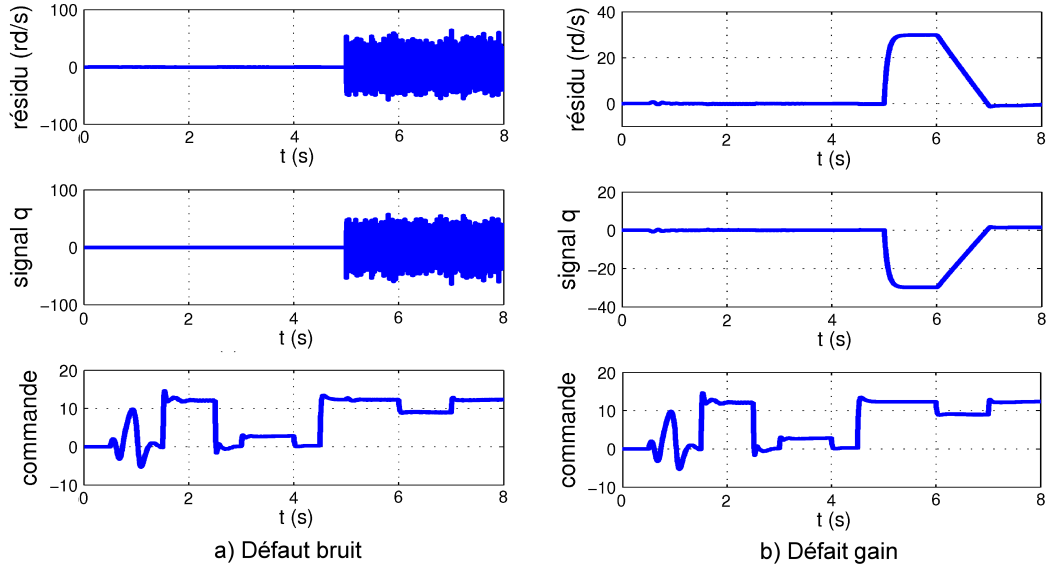


FIGURE 2.34 – Signaux de commande du GIMC pour un défaut à $t = 5s$

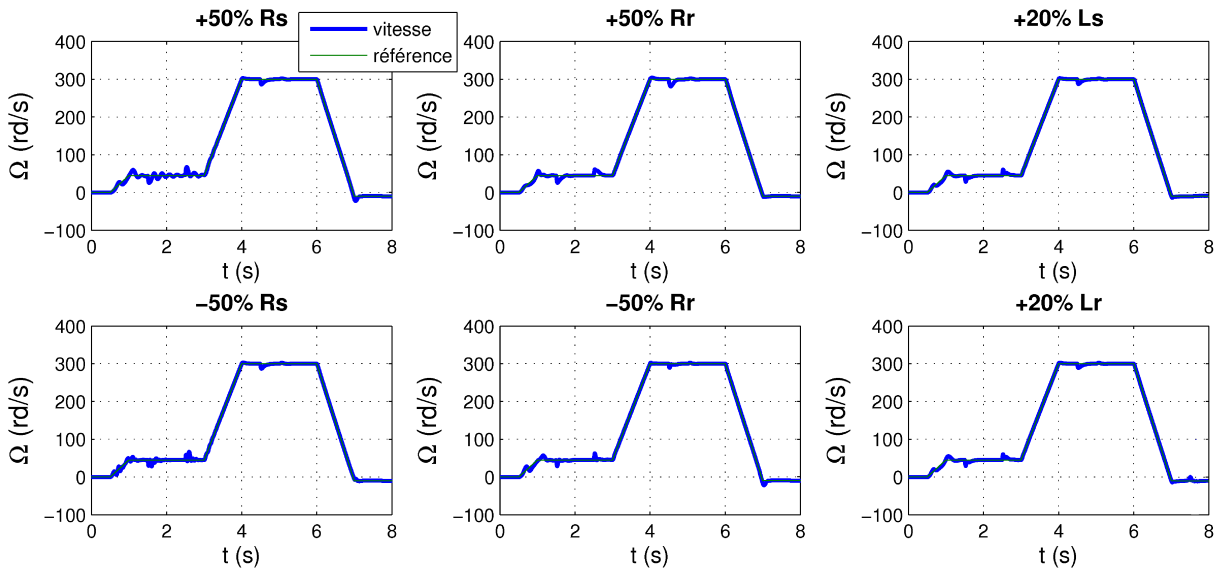


FIGURE 2.35 – Test de robustesse sur le GIMC dans le cas d'un bruit de mesure

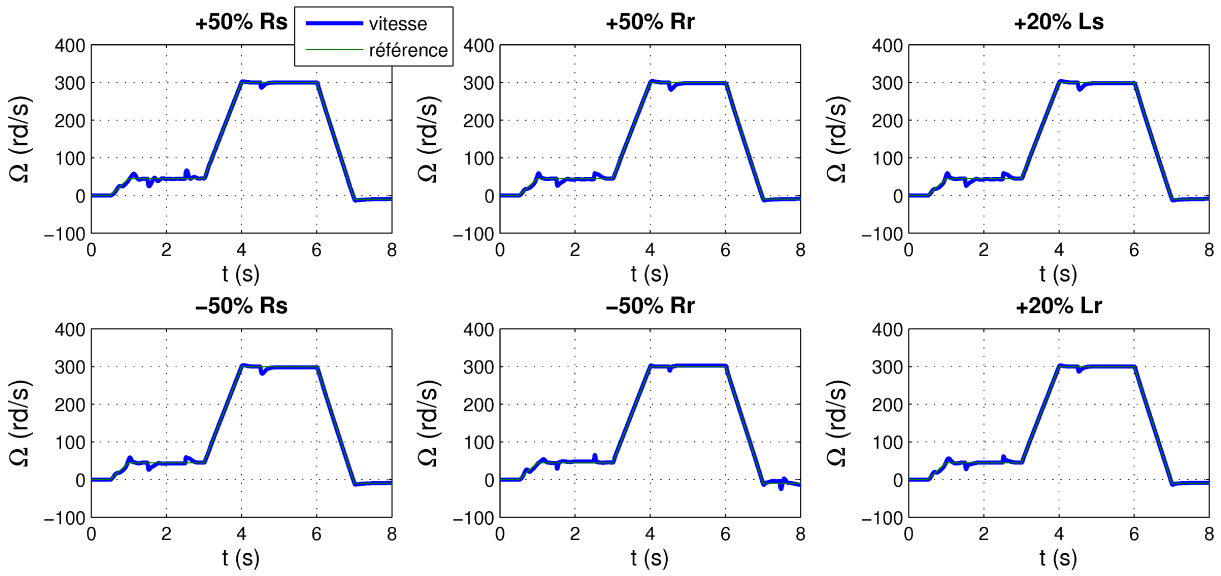


FIGURE 2.36 – Test de robustesse sur le GIMC dans le cas d'une perte de 30% du gain du capteur

2.6 Étude comparative entre l'Hybride FTC et le GIMC

A partir des résultats obtenus avec les deux architectures Hybride FTC et GIMC, on se propose d'effectuer une comparaison entre les performances de ces deux architectures. Cette comparaison qualitative est basée sur trois critères [KRI92]. Elle vise à fournir quelques éléments afin de différencier la meilleure structure FTC pour l'application véhicule électrique :

- le coût algorithmique ;
- la qualité de la commutation ;
- la robustesse et les performances.

1. **Le coût algorithmique** : Après l'apparition du défaut, la FTC doit réagir assez rapidement afin d'éviter tout événement indésirable. Le temps de réponse de la détection et le temps d'exécution de la stratégie FTC sont des paramètres importants. Dans le domaine des véhicules électriques, le coût algorithmique est un critère important, les constructeurs automobiles préfèrent utiliser des systèmes embarqués les moins coûteux au détriment d'un temps d'exécution limité par la capacité mémoire. Ainsi tout algorithme traité par les unités de calcul doit être évalué. Dans notre cas, l'hybride FTC est moins gourmande en temps de calcul car dans la mise en forme du correcteur H_∞ Loop Shaping est conçu selon les spécifications du système avec un ordre acceptable. Tandis que pour le GIMC, le contrôleur Λ de l'équation 2.76 a une fonction de transfert d'ordre plus élevé, ce qui conduit à un coût algorithmique plus élevé pour l'architecture hybride.
2. **La qualité de la commutation** : Ce critère mesure la qualité et la rapidité de la transition entre les modes de fonctionnement nominal et robuste. Il s'agit ici d'une question clé dans la conception des architectures actives. Dans le système Hybride FTC, la configuration est basée sur la commutation. Lors de l'apparition du défaut, nous pouvons voir d'après le zoom de la figure 2.37.a, que l'Hybride FTC provoque un effet transitoire avec un dépassement de la vitesse. En revanche, le GIMC présente une meilleure stabilité lors de la phase de commutation suite à une transition douce et moins directe.
3. **La robustesse/performances** : Pour une bonne stabilité et une sécurité optimale de la dynamique du véhicule, il est indispensable de garder la meilleure réponse du système en présence de défaut, que ce soit en terme de dépassement, de temps de réponse, d'oscillations ou d'erreur statique. Cela est visible sur la figure 2.37.a. Nous pouvons observer que l'hybride FTC présente une meilleure réponse en vitesse en régime établi, avec une erreur statique inférieure à celle obtenue par l'architecture GIMC.

TABLE 2.6 – Comparatif des architectures FTC

Structure FTC	Coût algorithmique	Qualité de la commutation	Robustesse au bruit	Robustesse au gain
Hybride FTC	++	–	+++	++
GIMC	–	++	++	+++

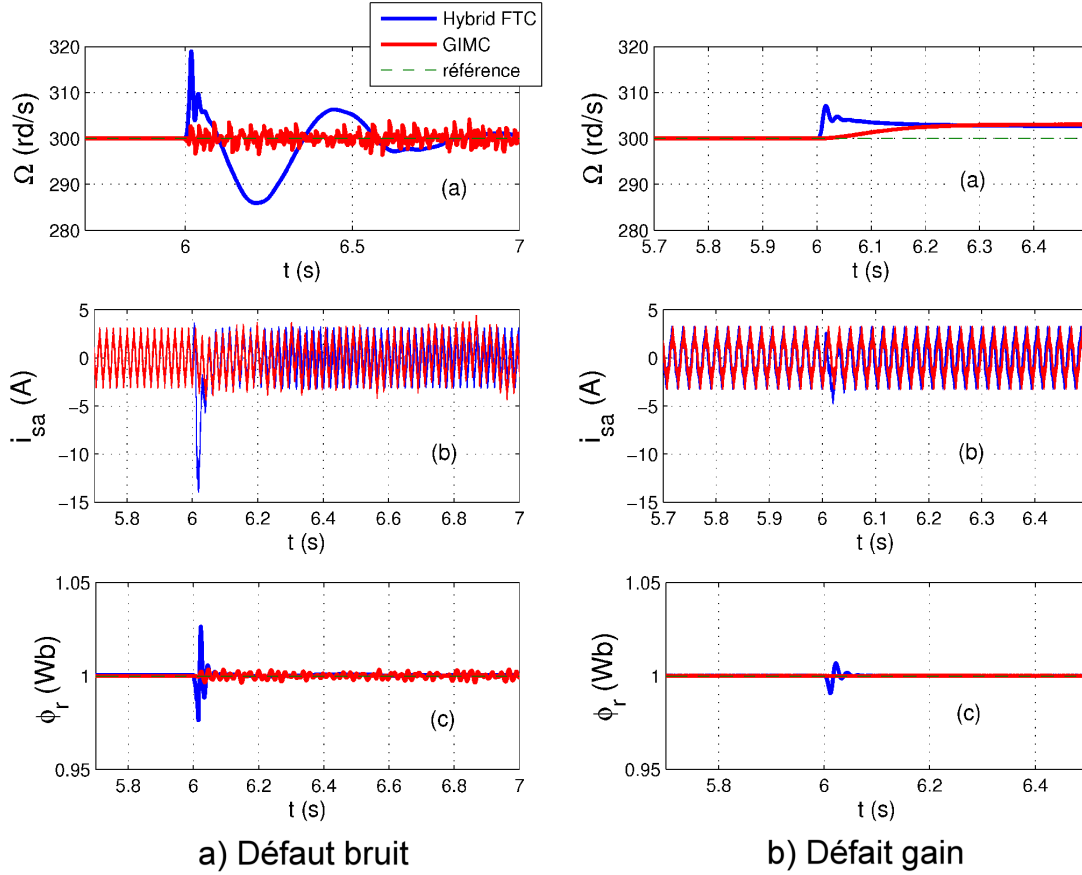


FIGURE 2.37 – Zoom à $t = 6s$ autour du moment de l'application du défaut bruit de mesure et de la baisse exponentiel du gain du capteur

2.7 Validation sur le cycle de conduite européen

Un cycle de conduite représente un ensemble de points de vitesse du véhicule en fonction du temps, et le véhicule doit être à son poids en ordre de marche (tous pleins faits et un conducteur de 75 kg) [NIC13]. D'une façon générale, il existe aujourd'hui deux grands types de cycles de conduite :

- les cycles modaux : avec une compilation d'accélération linéaire et de périodes à vitesse constante ;
- les cycles transitoires : avec de nombreuses variations de vitesse et des conditions de conduite sur route plus proches de la réalité.

Dans le domaine des véhicules industriels, le cycle de conduite n'est pas effectué sur un banc à rouleaux, mais sur un banc moteur et est évalué via une série de points de couple moteur et de vitesse moteur au lieu de points de vitesse véhicule, c'est également par l'intermédiaire du cycle de conduite que le véhicule est homologué jusqu'à la norme *Euro6* [NIC13].

Différents cycles de tests sont appliqués au niveau mondial (Europe, Japon, Inde, USA, Chine, Corée du Sud), et plusieurs travaux utilisent ces cycles comme profil de validation. On peut citer à titre d'exemple :

2.7. Validation sur le cycle de conduite européen

- **New European Driving Cycle** (NEDC) [HAD07b][TAB13b][RAI14] ;
- **Common Artemis Driving Cycles** (CADC) de type UAC/ARC/AHC [SEH12][MES14] ;
- **Worldwide armonized Light vehicles Test Cycle** (WLTC) de classe 1, 2 et 3 [TOB13] ;
- **Federal Test Procedure** (FTP-75) [LEE08][UZN08] ;
- **le cycle Japonais 10-15 mode** [SCH02].

Il faut noter que le cycle NEDC est actuellement le maître étalon en Europe, cependant, le cycle WLTC est voué à le remplacer à l'horizon 2017 et entrera en vigueur pour la norme *Euro7* [DAR13]. Les caractéristiques des principaux cycles sont représentées dans le tableau 2.7, et les particularités de chaque profil sont décrites dans l'annexe B.4.

TABLE 2.7 – Caractéristiques des principaux cycles de conduite [NIC13]

Cycle	Type	Zone géographique	Distance	Durée	Vitesse moy
NEDC	Modal	Europe	11,023 km	1180 s	33,6 km/h
CADC (ARC)	Transitoire	Europe	17,272 km	1082 s	57,5 km/h
WLTC (classe 3)	Transitoire	Europe/Japan/Inde	23,262 km	1800 s	46,5 km/h
FTP-75	Transitoire	USA	17,77 km	1874 s	34,1 km/h
10-15 mode	Modal	Japan	4,16 km	660 s	22,7 km/h

Notre choix se porte sur le profil européen NEDC, en raison d'un profil à vitesse constante qui servira de support d'étude plus net. Pour approfondir la comparaison dans l'application véhicule, l'architecture Hybrid FTC et l'architecture GIMC sont évaluées avec la référence de vitesse NEDC. Ce nouveau cycle de conduite européen est un cycle de vitesse visant à évaluer les niveaux d'émission et l'économie du carburant des véhicules en Europe (à l'exclusion des camions légers et véhicules utilitaires). Le NEDC présente l'usage typique d'une voiture en Europe, il inclut 4 segments ECE-15 et un cycle "Extra Urban Driving Cycle" (EUDC).

Les défauts sont introduits à $t = 70s$ dans les deux cas de défaut, avec le profil de charge décrit précédemment dans la section 2.1.4. Nous pouvons voir à partir de la figure 2.38 et 2.39 que les deux architectures FTC arrivent à atténuer l'effet des défauts à vide et en charge.

Pour comparer les deux architectures, on s'intéresse aux basses et aux hautes vitesses. Avec un capteur bruité, les deux architectures assurent une bonne robustesse avec des dépassements de l'Hybride FTC et des oscillations en hautes vitesses pour le GIMC. Pour un défaut gain, le système arrive à suivre la vitesse de référence, mais avec une erreur qui ne dépasse pas 5% pour les deux architectures. Cependant, en hautes vitesses les deux méthodes présentent de bonnes performances avec un léger avantage pour l'architecture GIMC. Le tableau 2.8 résume la comparaison des deux architectures sur le profil NEDC.

TABLE 2.8 – Comparatif des architectures FTC pour les résultats sur le profil NEDC

Structure FTC	Basses vitesse	Hautes vitesses	En charge
Hybrid FTC	+++	++	+++
GIMC	++	+++	+++

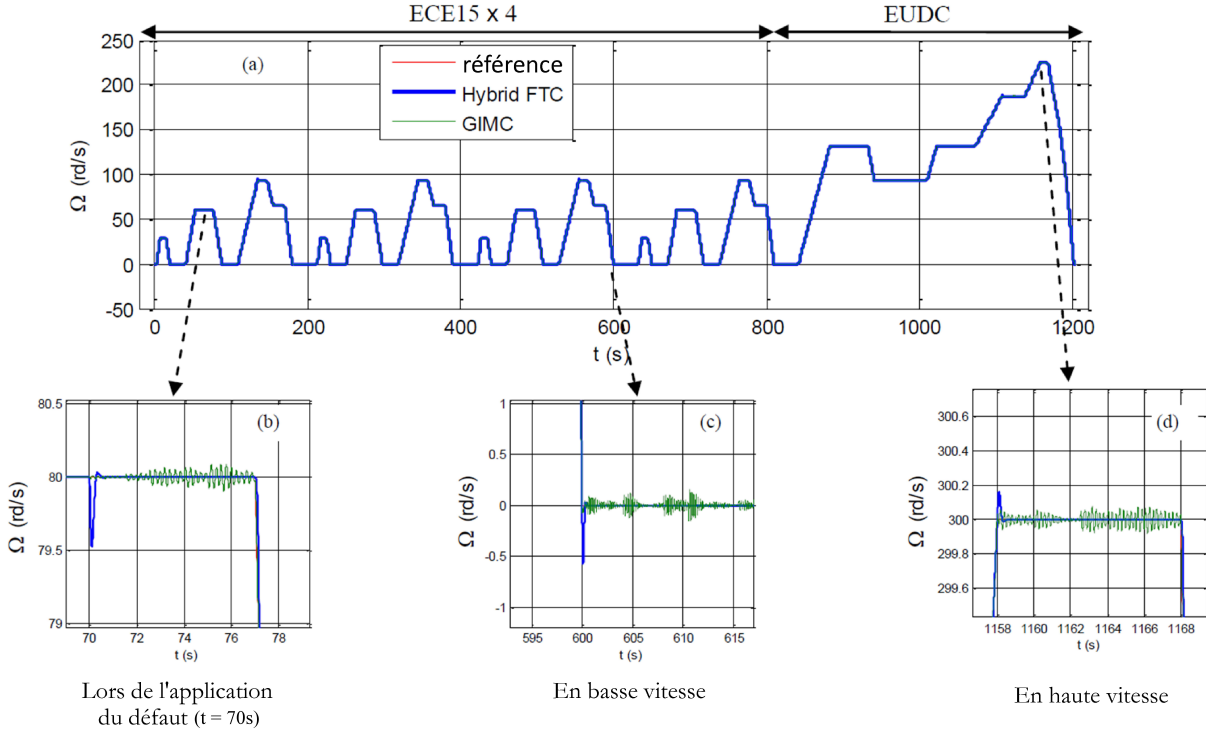


FIGURE 2.38 – Résultats sur le profil NEDC des architectures FTC pour un défaut bruit

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé deux architectures actives tolérantes aux fautes : l'Hybride FTC et le GIMC. Ces deux architectures sont testées pour deux types de défauts ; un défaut additif (bruit) et un défaut multiplicatif (une baisse exponentielle du gain) du capteur mécanique d'une chaîne de traction électrique.

Le fonctionnement de ces architectures a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink afin d'évaluer leurs performances pour une future implémentation sur un banc de test expérimental. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de l'approche hybride FTC avec un sous système FDI à base d'observateur. La méthode GIMC offre une bonne solution de commande tolérante aux fautes qui permet d'assurer les performances et la robustesse du système. Cependant, l'ordre des correcteurs reste relativement élevé ce qui nous a poussé à étudier des solutions de réduction d'ordre permettant de réduire le coût algorithmique.

Finalement, une comparaison qualitative des deux architectures a été faite sur la base de trois critères, à savoir la complexité du calcul, la qualité de la transition et la capacité de correction. Pour cette application, les deux structures sont globalement équivalentes avec chacune ses avantages et ses inconvénients.

Cependant, pour le profil NEDC, l'architecture Hybride FTC présente de meilleures performances à basse vitesse. Cela pourrait être un avantage particulier pour les véhicules urbains tandis que le GIMC offre des meilleures performances en hautes vitesses. Par conséquent, la sélection de l'AFTC pourrait se faire par une pondération appropriée selon la vitesse du véhicule.

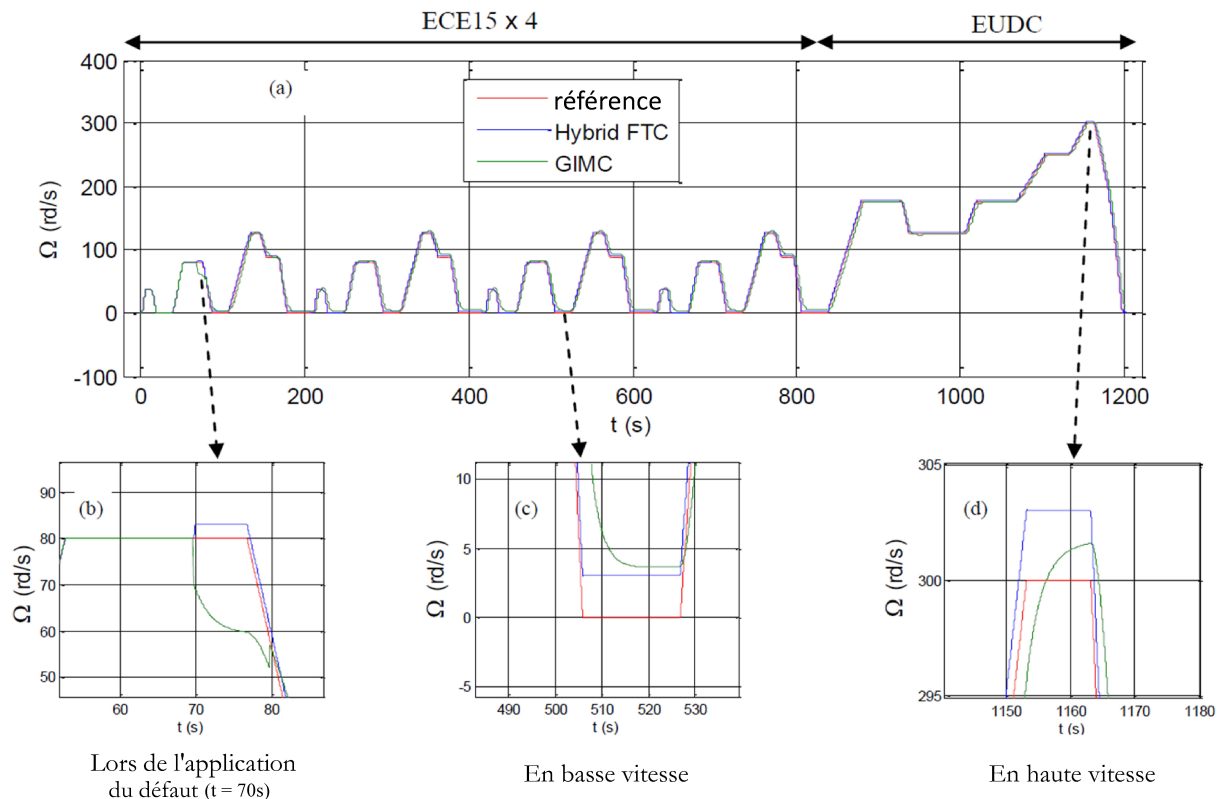


FIGURE 2.39 – Résultats sur le profil NEDC des architectures FTC pour une défaut gain

Ceci nous donne des perspectives d'application qu'on verra au chapitre suivant, en mettant l'accent sur les algorithmes de vote appliqués sur le signal de la commande afin de choisir l'approche convenable selon la plage de vitesse du véhicule.

Chapitre 3

ARCHITECTURE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS À BASE D'ALGORITHMES DE VOTES

Ce chapitre est destiné exclusivement à l'approche FTC à base d'algorithme de vote pour une défaillance du capteur mécanique. Comme dans le chapitre 2, nous allons traiter les défauts de type bruit de mesure et défaut de gain. Mais nous étudierons également le cas de la perte totale du capteur. Trois architectures FTC seront proposées :

1. architecture à base d'algorithme de vote appliqué sur la vitesse ;
2. architecture à base d'algorithme de vote appliqué sur la commande ;
3. architecture hybride basée sur la combinaison des deux précédentes.

Dans le cas d'une perte totale du capteur, on utilise deux capteurs virtuels (observateurs) pour la commande sans capteur. Le choix se portera comme vu dans le chapitre précédent sur le filtre de Kalman étendu et sur l'observateur à mode glissant d'ordre 2.

Dans le cas d'un défaut additif (bruit) ou multiplicatif (baisse du gain), on s'intéresse à la commande où l'algorithme de vote choisira (votera) comme vu dans le chapitre précédent entre les sorties d'un PI, et deux correcteurs robustes : H_∞ et GIMC.

Si l'on souhaite généraliser la tolérance aux défauts à base d'algorithme de vote, on pourra adopter une stratégie FTC avec un vote hybride : l'un sur la vitesse et l'autre sur la commande. Un vote simultané renforce la robustesse du système bouclé, cela assure une plus large tolérance aux fautes sur plusieurs types de défauts.

Pour chaque architecture, nous allons réaliser une étude comparative entre quatre algorithmes de vote conçus pour la stratégie FTC du capteur mécanique. Notre choix s'est porté sur :

- vote par maximum de vraisemblance ;
- vote par moyenne pondérée ;
- vote par l'approximation d'Euler ;
- vote par l'approximation de Newton-Raphson.

3.1 Les applications des algorithmes de votes dans la commande tolérante aux défauts

Dans les véhicules électriques, le système de commande de la chaîne de traction dépend de la disponibilité et la qualité des mesures issues des capteurs (tension, courant et vitesse). Ces composants peuvent être soumis à des défauts engendrant la dégradation des performances du véhicule électrique. Afin de garantir la continuité de fonctionnement du véhicule en mode défaut, il est obligatoire de concevoir une stratégie FTC pour assurer la stabilité du système avec des performances satisfaisantes ou équivalentes à celles du système nominal. Certaines catégories AFTC peuvent utiliser :

- une détection et un module d'isolation conçu soit à base de modèle physique [ISE06] ou des méthodes basées sur la reconnaissance de formes [ISE06][VEN03] ;
- une redondance matérielle (capteurs supplémentaires, par exemple) ou logicielle (capteurs virtuels basés sur les observateurs),
- et dans notre cas, un système de sélection construit avec des algorithmes de vote.

Dans [AKR11], la continuité de fonctionnement d'un véhicule électrique est assurée pour une perte d'alimentation du capteur mécanique ; un algorithme de vote basé sur le vote par Maximum de Vraisemblance (MLV pour Maximum Likelihood Voting) est adopté comme solution à la perte du capteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) en utilisant un observateur adaptatif (AO) et un filtre de Kalman étendu à deux niveaux (OTSEKF). Ces deux observateurs (capteurs virtuels) fonctionnent comme des mesures redondantes au capteur. Dans [HIL06][TAB13b], une étude identique est appliquée pour un Moteur Asynchrone, l'algorithme de vote choisit parmi les 3 entrées le signal le mieux adapté selon l'état du capteur et le profil de la vitesse.

Dans ce chapitre, nous proposons une étude comparative entre quatre algorithmes de vote différents à travers l'analyse de performances et de robustesse. Une perte aléatoire du capteur est appliquée reflétant un dysfonctionnement de l'alimentation du capteur. L'entrée de l'algorithme de vote est une combinaison du capteur proprement dit et de deux vitesses estimées par deux observateurs.

Une deuxième approche consiste à appliquer les algorithmes de vote sur la commande, en choisissant le correcteur PI pour le fonctionnement normal et un correcteur robuste en fonctionnement avec défaut. D'après le tableau 2.8, le correcteur H_∞ sera choisi pour les basses vitesses et le GIMC pour les hautes vitesses.

Dans un premier temps, on commence par présenter les quatre algorithmes utilisés dans notre étude, en explicitant le principe de fonctionnement de chaque algorithme destiné à un vote entre trois entrées ($N = 3$).

3.1.1 L'algorithme de vote par Maximum de Vraisemblance

Le vote par Maximum de Vraisemblance est couramment utilisé comme une méthode de vote fiable pour N entrées équivalentes [LEU95b]. Contrairement à des méthodes de vote classiques, tel que le vote par majorité [AVI77][DUB13] ou par consensus [ALI90], le vote par Maximum de Vraisemblance utilise la connaissance de l'état antérieur de chaque entrée en se basant sur la probabilité de défaillance à chaque pas d'échantillonnage. L'algorithme sélectionne la meilleure

3.1. Les applications des algorithmes de votes dans la commande tolérante aux défauts

probabilité donnant la réponse la plus correcte en sortie. Les résultats théoriques dans [LEU95b] montrent que le MLV a de meilleures performances que les deux méthodes citées précédemment.

Le vote par Maximum de Vraisemblance choisit la sortie liée à une probabilité majoritaire pour chaque entrée en fonction de la plage de vitesse de référence. C'est-à-dire, que dans des conditions de fonctionnement nominal, le capteur sera attribué un coefficient de fiabilité f_{cap} d'une valeur élevée par rapport aux coefficients des deux autres entrées, quelle que soit la valeur de la vitesse. Dans le cas contraire, le choix entre ces deux entrées virtuelles sera calculé directement en fonction de la vitesse de référence. Un écart maximal admissible noté $D_{max,ik}$, a été introduit entre deux mesures. Ce seuil sera fixé à 5% de la vitesse de référence afin d'avoir une marge d'erreur acceptable. La structure du MLV utilisée est représentée par la figure 3.1.

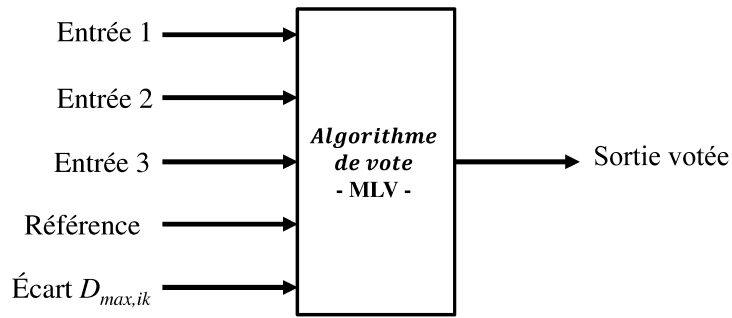


FIGURE 3.1 – Entrées/sorties de l'algorithme MLV

Les coefficients de fiabilités f_i sont ajustés selon la précision du capteur ainsi que de l'erreur d'estimation de chaque observateur. Un encodeur aura une erreur de mesure due à des ondulations $\pm 1\%$ de la référence, tandis que les observateurs auront une erreur d'estimation qui varie de $\pm 3\%$ à $\pm 5\%$ selon les performances de chaque observateur pour une vitesse variant de 0 à 300 rd/s, de même pour les vitesses négatives.

Pour un point de transition à 200 rd/s, les coefficients de fiabilité déterminés sur toute la plage de vitesse pour chaque entrée du MLV, sont présentés sur la figure 3.2, et définies par :

- un coefficient de fiabilité constant (0,99) pour une vitesse mesurée par le capteur sain ;
- 0,95 à 0,91 pour une vitesse estimée par l'observateur EKF ;
- 0,91 à 0,93 pour une vitesse estimée par l'observateur SMO2.

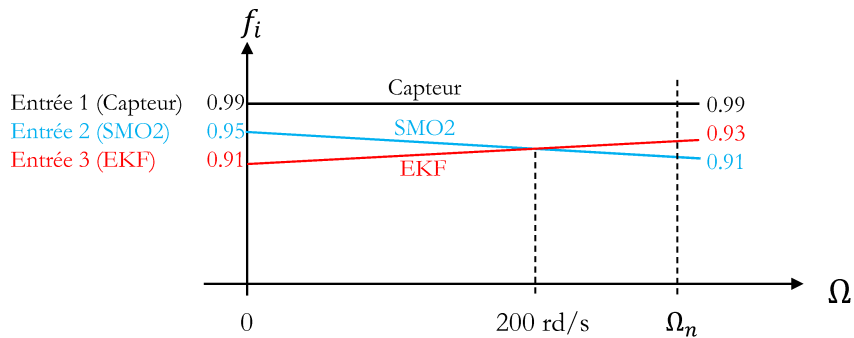


FIGURE 3.2 – Choix des coefficients de fiabilité f_i pour le MLV

L'algorithme de vote MLV jouera le rôle d'arbitre de chaque entrée i pour chaque pas d'échantillonnage k , avec le calcul des coefficients f_i pour chaque entrée i . L'équation 3.1 indique les probabilités conditionnelles Δ_{ik} pour deux scénarios possibles :

- la probabilité que le capteur soit à l'intérieur de la zone admissible $D_{max,ik}$; Δ_{ik} sera égale à son coefficient de fiabilité respectif ;
- lorsque le capteur devient défaillant, la valeur de Δ_{ik} correspondante chute instantanément à des valeurs quasiment nulles, laissant l'initiative aux $N - 1$ entrées redondantes possibles.

$$\Delta_{ik} = \begin{cases} f_{ik} & \text{si } |x_{ik} - x_{rk}| \leq D_{max,ik} \\ \frac{1-f_{ik}}{N-1} & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.1)$$

L'écart maximum admissible $D_{max,ik}$ représente la différence maximale admissible entre deux mesures. Il est lié à la précision des calculs (donc à la technologie utilisée) et aux méthodes numériques (algorithmes). Ce seuil doit être fixé judicieusement afin de permettre la détection du défaut sans toutefois provoquer de fausse alarme [AKR10].

Une fois que ces paramètres sont disponibles, la routine de vote peut choisir la sortie qui a la plus grande probabilité (Likelihood) basée sur le calcul de l'équation suivante [LEU95b] :

$$\chi_{ik} = \prod_{i=1}^{N=3} \Delta_{ik} / \sum_{i=1}^{N=3} \prod_{i=1}^{N=3} \Delta_{ik} \quad (3.2)$$

En résumé, la méthode de vote par Maximum de Vraisemblance suit l'organigramme présenté sur la figure 3.3. L'algorithme de vote du MLV aura 5 entrées : Capteur, EKF, SMO2, vitesse de référence x_r et la zone maximale admissible $D_{max,ik}$. Pour chaque pas d'échantillonnage, l'algorithme calcule les paramètres f_{ik} , Δ_{ik} et χ_{ik} puis compare la valeur des probabilités de chaque entrée selon les scénarios suivants :

- **Scénario 1** : si aucun défaut n'est présent, la probabilité χ_{cap} liée au capteur est supérieure à celle des deux observateurs, alors le MLV choisira la mesure du capteur comme sortie de l'algorithme ($y = y_1$) et donc l'entrée de la commande ;
- **Scénario 2** : dans le cas d'une perte du capteur, la probabilité de ce dernier χ_{cap} chutera instantanément laissant uniquement un vote entre les deux entrées restantes. Selon la valeur de la référence, le MLV calcule les valeurs de χ_{obs1} et χ_{obs2} et choisira l'observateur liée à la plus grande valeur de χ . La sortie votée sera choisie pour les basses et les moyennes vitesses ($y = y_2$) ;
- **Scénario 3** : dans le cas d'une perte du capteur avec une valeur de χ_{obs2} supérieure à χ_{obs1} , le deuxième observateur sera choisi en hautes vitesses ($y = y_3$) ;
- **Scénario 4** : dans le cas d'une perte du capteur à vitesse nulle, tout les signaux seront superposés, et l'écart maximum admissible sera égale à zéro ($D_{max,ik}$ est multipliée par la référence), l'algorithme MLV prendra par défaut l'entrée capteur.

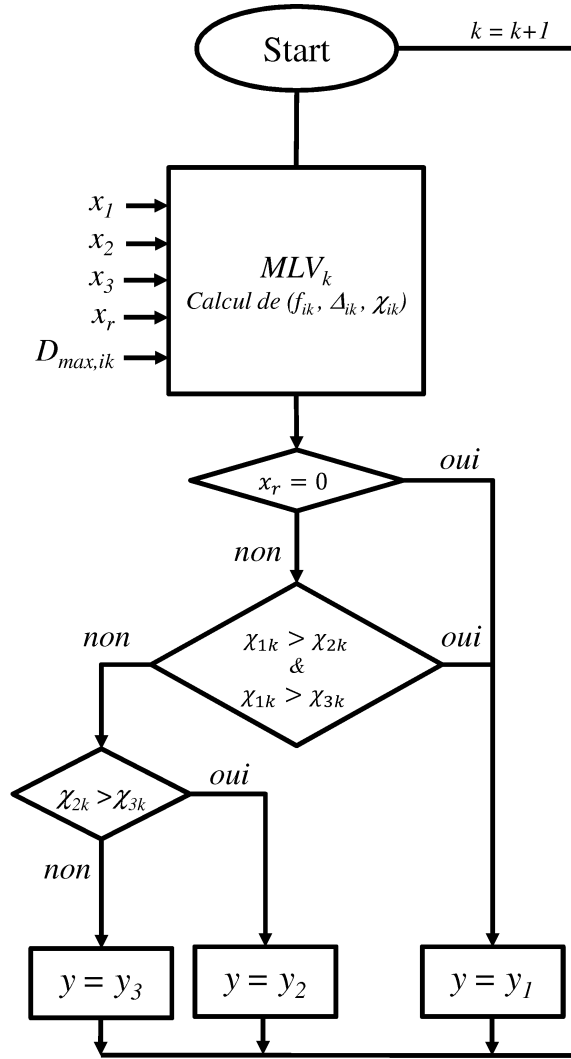


FIGURE 3.3 – Organigramme de la méthode MLV pour un défaut capteur

3.1.2 L'algorithme de vote par Moyenne Pondérée

Le principe du vote par moyenne pondérée (WA pour Weighting Average) [SHA01] consiste à calculer la sortie en prenant la moyenne des entrées de l'algorithme, chaque entrée étant multipliée par un coefficient de pondération variant en fonction de la distance entre les entrées. L'entrée la plus pertinente se verra attribuée la plus grande pondération.

Le principal inconvénient de WA est que le vote génère une imprécision dans les conditions de fonctionnement normal, car la vitesse mesurée est mélangée avec celles estimées. Cette fusion conduit à des valeurs moins précises du fait des erreurs d'estimation. Il existe plusieurs types d'algorithmes de vote par moyenne pondérée décrits dans [SHA01][ALL05] telles que la méthode Triple Modular Redundancy (TMR) et 3-Version Programming (3VP) qui sont couramment utilisées pour la commande tolérante aux fautes passive au niveau matériel et logiciel respectivement. Les algorithmes de vote par moyenne pondérée sont basés sur l'expression suivante :

$$y = \sum_{i=1}^{N=3} w_i x_i / \sum_{i=1}^{N=3} w_i \quad (3.3)$$

où y représente la valeur de sortie de l'algorithme de vote, x_i les différentes entrées de l'algorithme et w_i le poids ou l'indice de confiance de la mesure i .

Afin de mettre en évidence l'écart entre deux entrées, les pondérations sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} w_1 &= k_{12} + k_{13} \\ w_2 &= k_{12} + k_{23} \\ w_3 &= k_{13} + k_{23} \end{aligned} \quad (3.4)$$

avec :

$$k_{12} = \frac{1}{|x_1 - x_2|} \quad k_{13} = \frac{1}{|x_1 - x_3|} \quad k_{23} = \frac{1}{|x_2 - x_3|} \quad (3.5)$$

Les expressions des coefficients de pondération montrent clairement que les entrées les moins distantes sont favorisées. L'expression de la sortie de l'algorithme est donnée par l'équation suivante :

$$y = \frac{(x_1 + x_2)k_{12} + (x_1 + x_3)k_{13} + (x_2 + x_3)k_{23}}{2(k_{12} + k_{13} + k_{23})} \quad (3.6)$$

Dans le cas où deux entrées se croisent, les pondérations k_{ij} de l'équation 3.5 tendent vers une valeur infinie. Afin d'éviter cette instabilité sur la sortie on ajoute une condition de sécurité en prenant $k_{ij} = 10^{15}$. L'organigramme de la figure 3.4 résume la procédure de calcul WA.

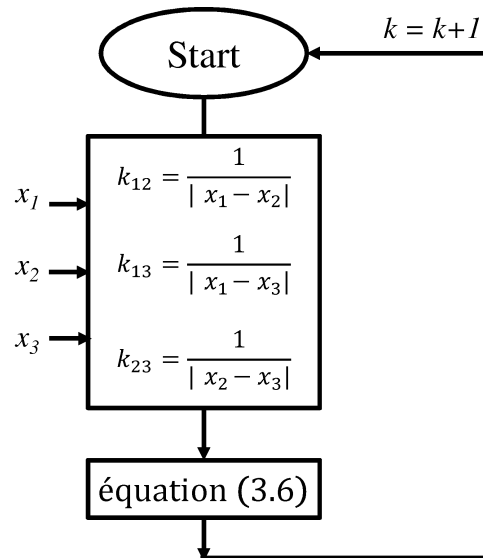


FIGURE 3.4 – Organigramme de l'algorithme de vote par Moyenne Pondérée

3.1.3 L'algorithme de vote par approximation d'Euler

Cet algorithme est basé sur la comparaison entre les trois entrées et l'entrée estimée par l'approximation d'Euler [PEN90] (équation 3.7). La précision du signal estimé est obtenue en fonction de la résolution du pas d'échantillonnage T_s ; une meilleure estimation est assurée en choisissant le plus petit pas d'échantillonnage possible.

$$y_{est,kT_s} = 2y_{(k-1)T_s} - y_{(k-2)T_s} \quad (3.7)$$

Cette équation peut être interprétée comme étant la prédiction de la sortie future en fonction de deux états qui la précèdent, où l'indice k représente la valeur au moment de l'échantillonnage kT_s .

Comme illustré dans la figure 3.5, la sortie choisie par l'algorithme de vote sera le signal le plus proche du signal estimé. Par exemple, pour $k = 2$, la sortie de l'algorithme de vote est x_1 , et pour $k = 5$, la sortie deviendra x_3 . L'inconvénient majeur de cette méthode est sa sensibilité aux changements rapides du signal réel y_k qui peut conduire à de mauvaises estimations ; comme mentionné précédemment, l'estimation peut être améliorée en réduisant la taille du pas d'échantillonnage, mais au détriment d'un coût de calcul très élevé.

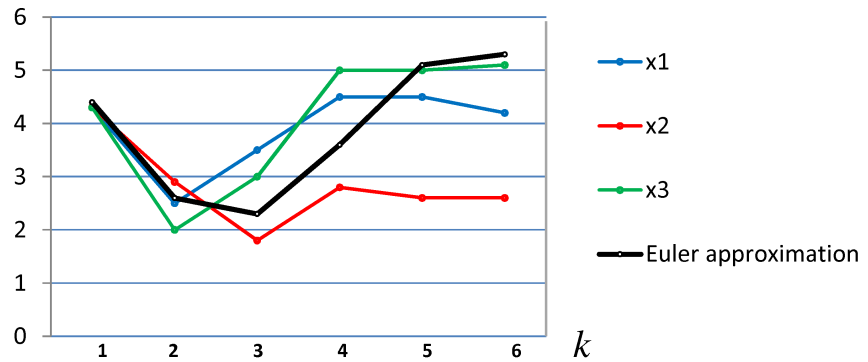


FIGURE 3.5 – Exemple du vote par approximation d'Euler

Il est possible d'ajouter une zone de confiance liée au signal estimé, dans l'objectif d'éliminer directement les signaux trop éloignés. Cette idée sera mise en œuvre avec le prochain algorithme de vote.

3.1.4 L'algorithme de vote par approximation de Newton Raphson

L'approximation de Newton Raphson (NR) utilise la dérivée seconde de la fonction de vraisemblance définie comme suit [LAP05] :

$$y_{est} = y - \frac{g(y)}{f(y)} \quad (3.8)$$

où f et g sont respectivement les dérivées première et seconde de y . Ce procédé est particulièrement adapté au capteur mécanique où y (position), $f(y)$ (vitesse) et $g(y)$ (accélération) sont des signaux continus qui peuvent être calculés en ligne.

L'organigramme de la figure 3.6 résume le principe du vote par approximation de Newton Raphson. Comme pour le vote d'Euler, l'algorithme NR calcule l'écart entre les entrées et le

signal estimé, et affecte en sortie l'entrée la plus proche du signal estimé. Afin d'éliminer les signaux les plus éloignés, une bande de confiance est ajoutée et comparée à l'erreur e_i de chaque entrée.

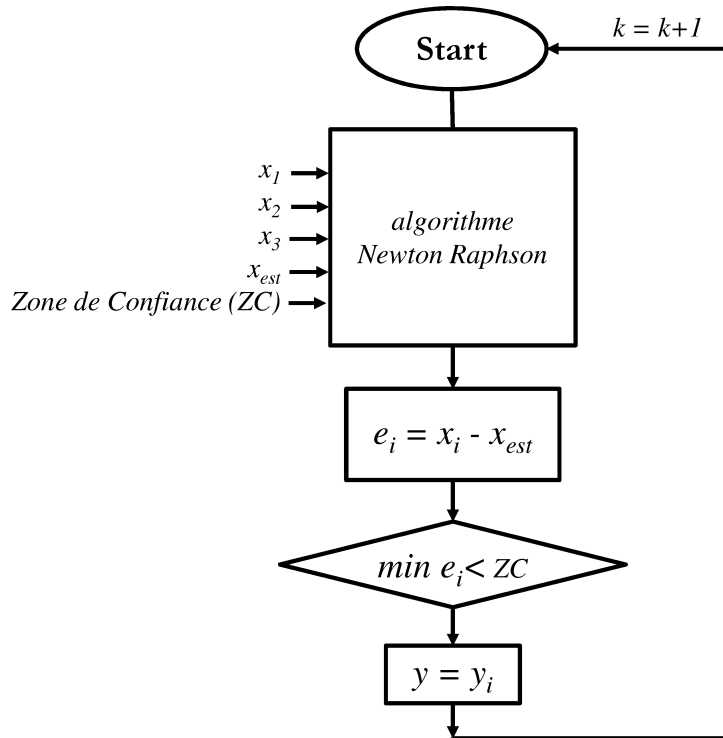


FIGURE 3.6 – Organigramme du vote par approximation de Newton Raphson

3.2 Application du vote sur la sortie du système (Output FTC)

3.2.1 Schéma de principe

Afin de maintenir le niveau de performances souhaité y compris en présence de défaut, l'algorithme de vote doit être en mesure de donner au correcteur l'information la plus précise sur la vitesse mécanique. Pour atteindre cet objectif, une comparaison est effectuée entre la sortie du capteur et celles de deux observateurs. L'algorithme de vote aura la tâche de sélectionner le meilleur signal, parmi ces entrées. La structure à base d'algorithme de vote appliquée sur la vitesse est représentée dans la figure 3.7. Le bloc incluant l'algorithme de vote comprend trois entrées : la vitesse issue du capteur mécanique et celles estimées par deux capteurs virtuels :

- en fonctionnement normal, l'entrée issue du capteur mécanique est choisie par défaut, garantissant les performances optimales ;
- en fonctionnement dégradé, une des entrées virtuelles sera sélectionnée.

L'algorithme de vote agit comme un module implicite pour la détection et le diagnostic, il calcule l'information la plus précise à partir des données issues du capteur et des deux observateurs. Le choix de la sortie est pris selon, ou non, l'apparition du défaut capteur. Le défaut le plus grave qui peut toucher un capteur est la perte de son alimentation, conduisant à une

3.2. Application du vote sur la sortie du système (Output FTC)

absence momentanée ou totale de l'information (signal). Ce défaut conduira inévitablement à l'instabilité du système [AKR11][TAB13a] d'où l'intérêt de la stratégie proposée.

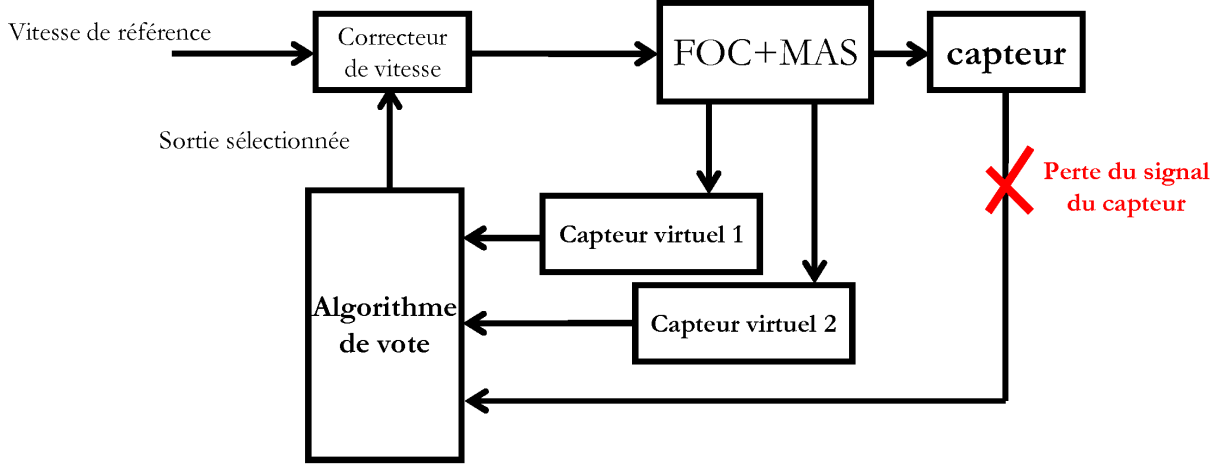


FIGURE 3.7 – Application de l'algorithme de vote sur le choix de la vitesse

Afin d'étudier cette structure, les capteurs virtuels seront l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 et le filtre de Kalman étendu synthétisé dans le chapitre 2. Dans ce qui suit, la synthèse d'un Observateur Sliding Mode d'ordre 2 (SMO2) est présentée pour la commande sans capteur mécanique.

3.2.2 Synthèse d'un observateur à mode glissant d'ordre 2

Les observateurs Sliding Mode sont largement utilisés pour la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en raison de leur convergences en temps fini et de leur robustesses contre les variations paramétriques [BAR10][SOL10]. L'effet de "Chattering" sur la vitesse d'un observateur Sliding Mode d'ordre 1 réduit les performances et provoque une ondulation de couple, des harmoniques dans les courants et un broutement acoustique au niveau moteur [PAR89]. Pour réduire ces effets, l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 est adopté pour notre application. Pour la synthèse de l'observateur, nous considérons le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f(x_1, \dots, x_n) \\ y &= x_1 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Pour ce système, un observateur sliding de mode d'ordre 2 est conçu comme suit [CHI05][BAR10] :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= \text{sign}(e_1)(\alpha_1 + \lambda_1 \sqrt{e_1}) \\ \dot{\hat{z}}_2 &= E_1 \text{sign}(e_2)(\alpha_2 + \lambda_2 \sqrt{e_2}) \\ &\vdots \\ \dot{\hat{z}}_n &= E_{n-1} \text{sign}(e_n)(E_{n-1} \alpha_n + \lambda_n \sqrt{e_n}) \end{aligned} \tag{3.10}$$

avec $e_i = \hat{x}_i - x_i$

$E_i = 1$ si $e_i = 0$ ou 0 sinon

α_n, λ_n sont les paramètres de l'observateur Sliding Mode.

On peut exprimer les paramètres et les variables de la machine par un modèle en Per Unit (*p.u.*) [POP00]. Ce modèle mathématique implique les caractéristiques suivantes :

- tous les paramètres ont une valeur maximale égale à l'unité ;
- deux systèmes similaires peuvent être comparés plus facilement ;
- la commande numérique est facilement mise en œuvre.

L'observateur est synthétisé pour estimer la vitesse et le flux à l'aide des courants et des tensions mesurés. Le modèle du moteur asynchrone écrit en per-unit dans le repère fixe $\alpha\beta$, est donné comme suit [FLO07] :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \zeta x_1 + \theta(bx_3 + cx_4x_5) + \psi v_1 \\ \dot{x}_2 &= \zeta x_2 + \theta(bx_3 + cx_4x_5) + \psi v_2 \\ \dot{x}_3 &= ax_1 - bx_3 - cx_4x_5 \\ \dot{x}_4 &= ax_2 - bx_4 - cx_3x_5 \\ \dot{x}_5 &= h(x_2x_3 - x_1x_4) - dx_5 - eC_r\end{aligned}\tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}\text{avec : } x_1 &= \frac{i_{s\alpha}}{I_{max}}, x_2 = \frac{i_{s\beta}}{I_{max}}, x_3 = \frac{\omega_{sn}}{\phi_{s\alpha}V_{max}}, x_4 = \frac{\omega_{sn}}{\phi_{s\beta}V_{max}}, x_5 = \frac{p\omega}{w_{sn}}, \\ \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \zeta = \frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{M}{\sigma L_r L_s}, \\ a &= \frac{M I_{max} w_{sn}}{T_r V_{max}}, b = \frac{1}{T_r}, c = \omega_{sn}, d = \frac{k_f}{J}, e = \frac{p}{J w_{sn}}, h = \frac{p^2 M I_{max}}{V_{max} J w_{sn}^2 L_r}, \theta = \frac{K V_{max}}{\sigma L_s I_{max}}.\end{aligned}$$

I_{max} et V_{max} sont les valeurs maximales des courants et des tensions statoriques, ω_{sn} est la pulsation statorique nominale, C_r est le couple de charge.

Pour simplifier le calcul, nous prenons le changement de variable suivant [SOL10] :

$$\begin{aligned}z_1 &= x_1 \\ z_2 &= x_2 \\ z_3 &= bx_3 + cx_4x_5 \\ z_4 &= bx_4 - cx_3x_5 \\ z_5 &= \dot{z}_3 \\ z_6 &= \dot{z}_4\end{aligned}\tag{3.12}$$

En remplaçant l'équation 3.12 dans l'équation 3.11, on obtient le nouveau modèle d'état continu suivant :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= \zeta z_1 + \theta z_3 + \xi v_1 \\ \dot{z}_2 &= \zeta z_2 + \theta z_4 + \xi v_2 \\ \dot{z}_3 &= z_5 \\ \dot{z}_4 &= z_6 \\ \dot{z}_5 &= z_7 \\ \dot{z}_6 &= z_8\end{aligned}\tag{3.13}$$

Enfin, les équations de l'observateur deviennent :

3.2. Application du vote sur la sortie du système (Output FTC)

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{z}}_1 &= \text{sign}(e_1)(\theta\alpha_1 + \lambda_1\sqrt{e_1}) - \zeta z_1 + \xi v_1 \\
\dot{\hat{z}}_2 &= \text{sign}(e_2)(\theta\alpha_2 + \lambda_2\sqrt{e_2}) - \zeta z_2 + \xi v_2 \\
\dot{\hat{z}}_3 &= E_1 E_2 \text{sign}(e_3)(E_1 E_2 \alpha_3 + \lambda_3\sqrt{e_3}) \\
\dot{\hat{z}}_4 &= E_1 E_2 \text{sign}(e_4)(E_1 E_2 \alpha_4 + \lambda_4\sqrt{e_4}) \\
\dot{\hat{z}}_5 &= E_1 E_2 E_3 E_4 \text{sign}(e_5)(E_1 E_2 E_3 E_4 \alpha_5 + \lambda_5\sqrt{e_5}) \\
\dot{\hat{z}}_6 &= E_1 E_2 E_3 E_4 \text{sign}(e_6)(E_1 E_2 E_3 E_4 \alpha_6 + \lambda_6\sqrt{e_6})
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Le flux rotorique et la vitesse estimés sont donnés par les expressions suivantes [SOL10] :

$$\begin{aligned}
\hat{x}_5 &= \frac{\hat{z}_5 + b\hat{z}_3 - ab\hat{z}_1}{c(a\hat{z}_2 - \hat{z}_4)} \\
\hat{\phi}_{r\alpha} &= \frac{b\hat{z}_3 - cn_5\hat{z}_4}{b^2 + (c\hat{x}_5)^2} \\
\hat{\phi}_{r\beta} &= \frac{b\hat{z}_4 - c\hat{x}_5\hat{z}_3}{b^2 + (c\hat{z}_5)^2}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Test sur le Benchmark observateur

Nous utilisons le Benchmark observateur afin d'évaluer l'erreur d'estimation de la vitesse dans diverses conditions d'exploitation. Les résultats de simulation sur la figure 3.8 montrent que les erreurs d'estimation sur la vitesse et sur le flux convergent rapidement vers zéro après un temps fini. Le procédé se base sur un algorithme itératif qui résout efficacement les problèmes d'observation tels que les singularités [FLO07]. Un mode estimateur de vitesse est ajouté pour le cas des vitesses faibles (au voisinage de zéro) afin d'éviter les cas d'inobservabilité à vitesse nulle [SOL10].

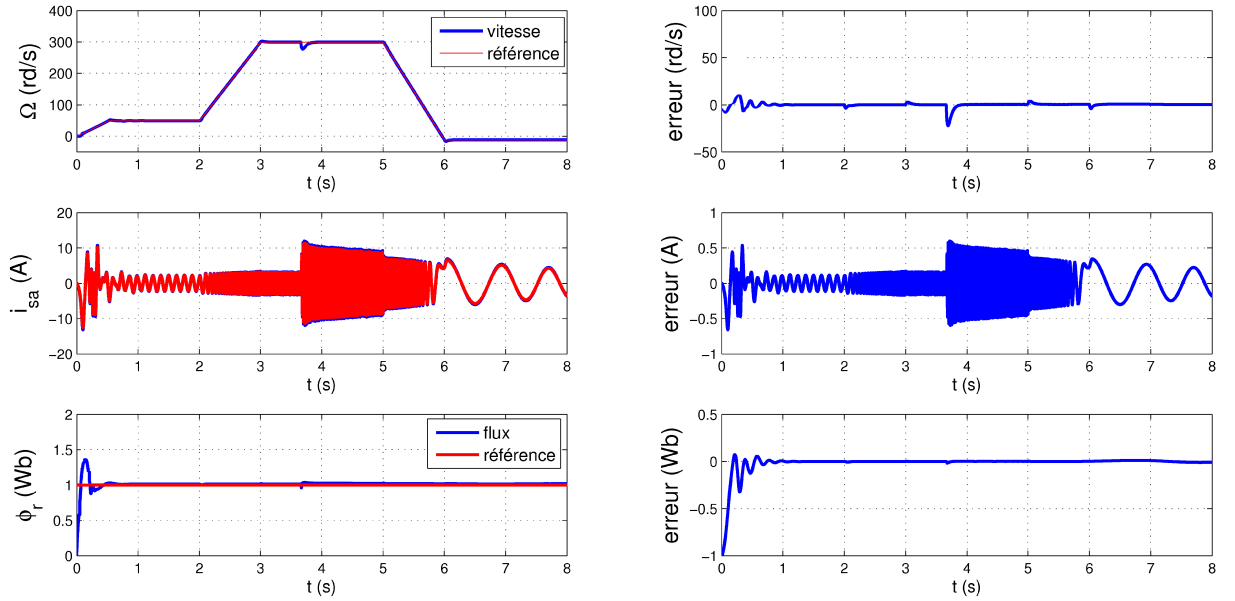


FIGURE 3.8 – Résultats de simulation SMO2 pour la commande sans capteur

Test de robustesse

Afin de tester la robustesse de l'observateur Sliding Mode d'ordre 2, vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, nous avons introduit dans l'observateur des erreurs de $\pm 50\%$ sur les résistances R_s et R_r et $+20\%$ sur les inductances L_s et L_r . Les essais ont été également faits à vide puis sous charge nominale à $t = 4s$. Les résultats de simulation (voir figure 3.9) montrent une bonne robustesse de l'observateur, avec une erreur d'estimation en boucle fermée similaire à celle de l'observateur EKF. Néanmoins, on peut remarquer que les estimations délivrées par l'observateur Sliding Mode sont légèrement sensibles à la variation des deux inductances (L_s, L_r) lors de l'application du couple.

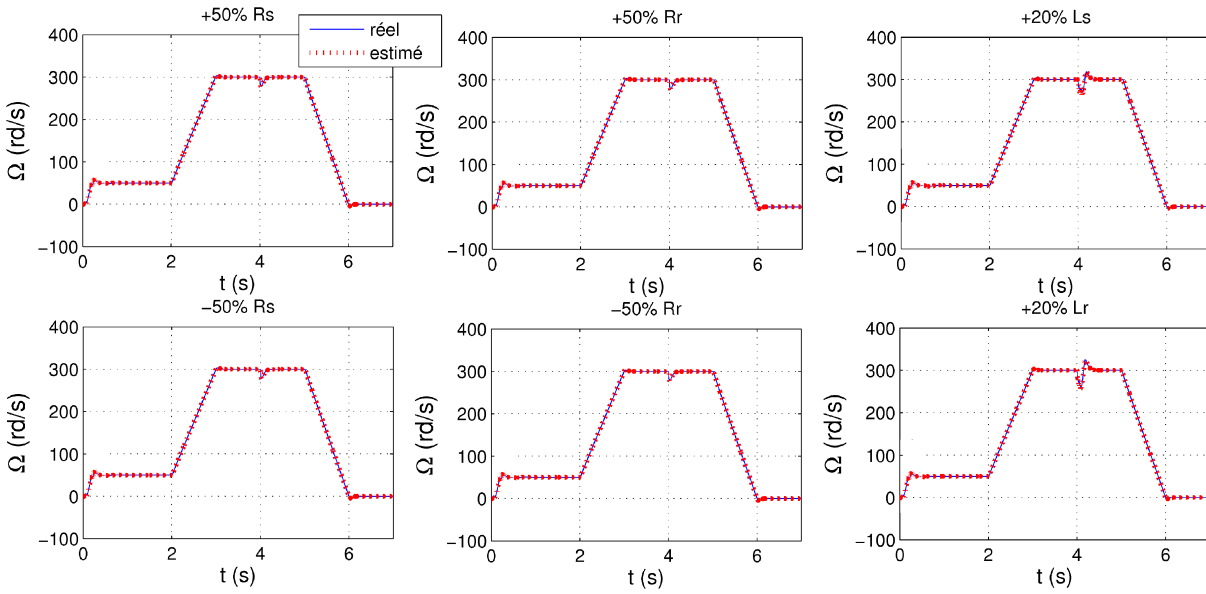


FIGURE 3.9 – Test de robustesse du SMO2 vis-à-vis des variations paramétriques

La figure 3.10 montre une comparaison entre les deux observateurs EKF et SMO2 pour le même profil avec une charge appliquée à vitesse nulle. On constate que l'EKF perd son observabilité dans ces conditions, nous concluons que le SMO2 aura des performances meilleures à basses et moyennes vitesses ; d'un autre côté, l'effet du chattering sera amplifié avec l'augmentation de la vitesse ce qui porte notre choix d'appliquer l'observateur EKF pour les hautes vitesses.

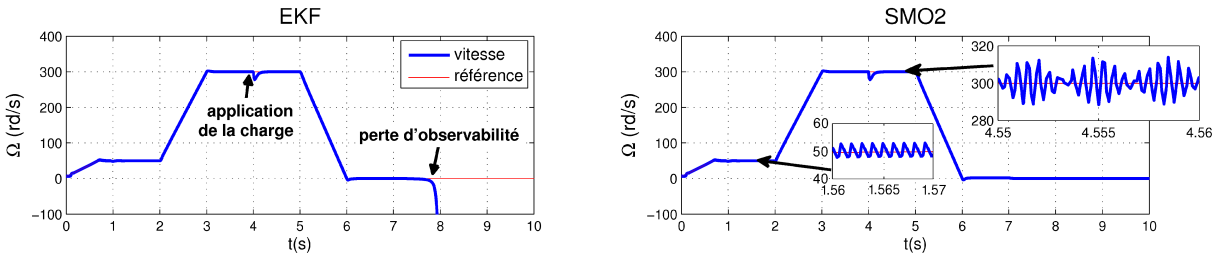


FIGURE 3.10 – Comparaison des observateurs EKF et SMO2 en commande sans capteur pour un fonctionnement à charge nominale à $t = 4s$

3.2.3 Résultats de simulation de l'approche Output FTC

Les caractéristiques de la machine utilisée en simulation sont : une vitesse nominale de 300 rd/s, un couple nominal de 24 N.m avec un courant nominal de 14A. La structure AFTC de la figure 3.7 est testée pour le cas d'une perte du capteur mécanique. Afin d'évaluer les performances de la stratégie FTC proposée, des simulations ont été réalisées pour une chaîne de traction électrique avec le moteur asynchrone. Une perte répétitive du capteur mécanique d'une durée de 1,5 secondes est introduite avec un couple de charge entre 6 et 8 secondes. La figure 3.11 montre les résultats obtenus avec cette architecture, avec respectivement : la vitesse du moteur, le couple électromagnétique, le courant statorique de la phase (a) et le flux rotorique. Les quatre algorithmes donnent de bons résultats en termes de performances et le système reste stable, même en charge.

La figure 3.12 présente le vote des algorithmes MLV et WA ; la figure 3.12.a montre que l'entrée est bien sélectionnée par l'algorithme MLV selon l'état du capteur et les performances des observateurs. Dans le cas sans défaut, le capteur est constamment sélectionné. En cas de perte du capteur à basses vitesses, l'entrée SMO2 est choisie tandis que l'entrée EKF sera sélectionnée en hautes vitesses.

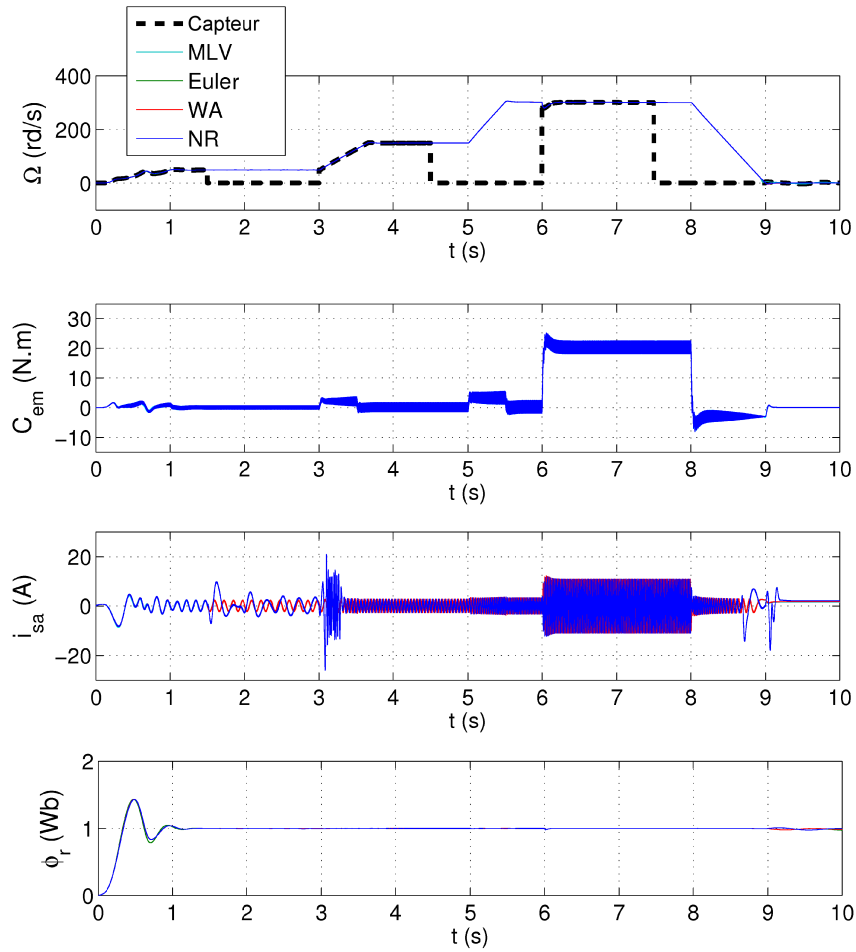


FIGURE 3.11 – Résultats de simulation des quatre algorithmes dans le cas d'une perte du capteur

Le vote de la stratégie MLV, dans la figure 3.12.a, suit la logique élaborée par l'algorithme, le signal du capteur est toujours choisi dès lors qu'aucun défaut n'affecte la mesure, puis bascule vers une des entrées redondantes en cas de défaut (SMO2 ou EKF).

La figure 3.12.b représente les coefficients de pondération du WA, on remarque que dans le cas sans défaut, les coefficients k_{12} et k_{13} liées au capteur, ont toujours un pourcentage d'implication élevé de 50%, tandis que k_{23} ne dépasse pas la valeur de 20%, une valeur due à l'influence des deux entrées d'observateurs.

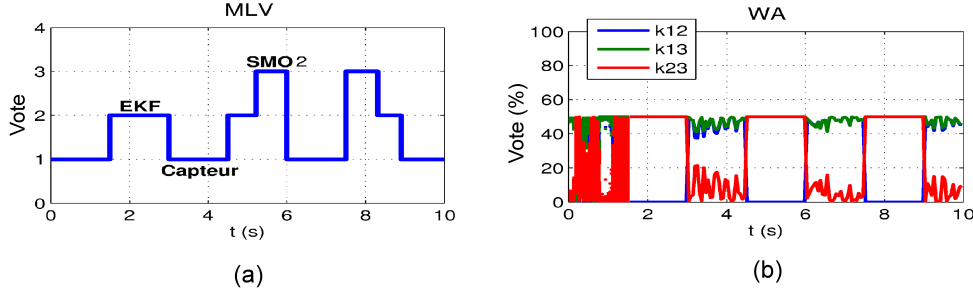


FIGURE 3.12 – Vote du (a) MLV et (b) WA pour la perte du capteur

Afin d'approfondir la comparaison, la robustesse des algorithmes de vote est évaluée avec les variations paramétriques de la machine. Comme on peut le constater à partir de la figure 3.13, les algorithmes de vote présentent une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques des résistances R_s et R_r . En revanche les variations des inductances L_r et L_s dégradent les performances pour le cas de WA.

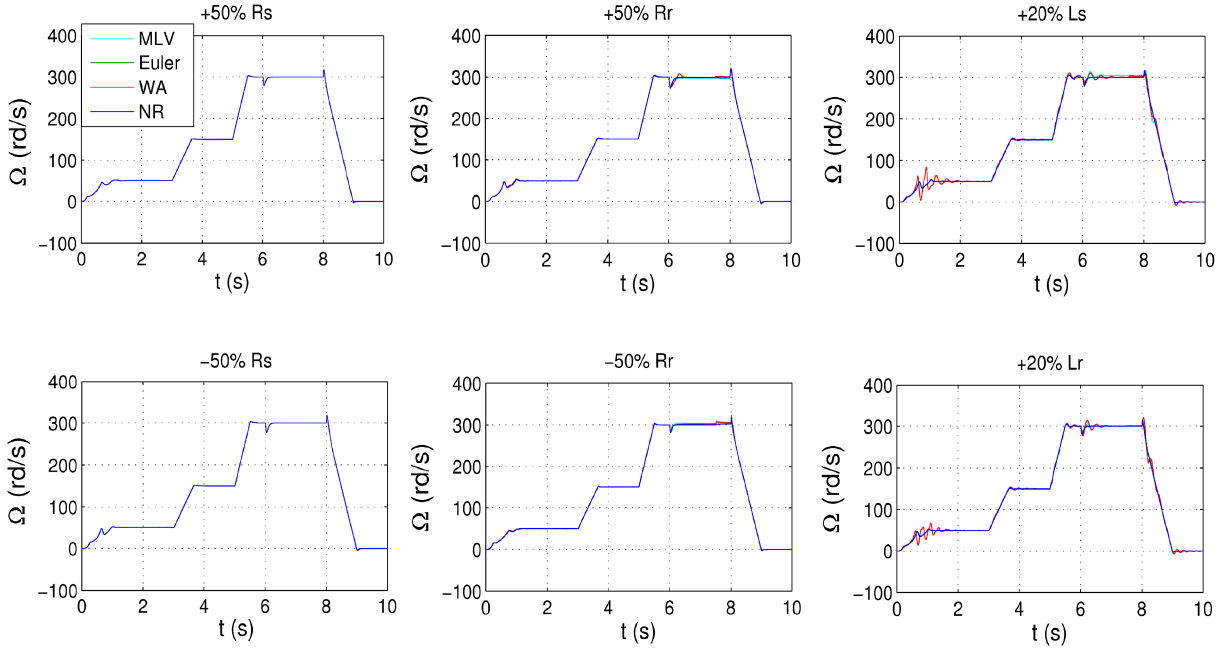


FIGURE 3.13 – Robustesse des algorithmes de vote de système

3.3 Application du vote sur la commande du système (Input FTC)

3.3.1 Schéma de principe

La structure Input FTC est présentée sur la figure 3.14, cette structure est complètement différente de la première car ici l'algorithme de vote est appliquée sur la commande dans le but de choisir entre trois correcteurs de vitesse. En fonctionnement normal, le correcteur PI est sélectionnée, et en cas de défaut un des deux autres contrôleurs robustes sera choisi. L'algorithme de vote agit comme un module de diagnostic puis choisit le signal de commande le plus robuste vis-à-vis du bruit de mesure ou la baisse exponentielle du gain du capteur sans jamais perdre le signal du capteur mécanique.

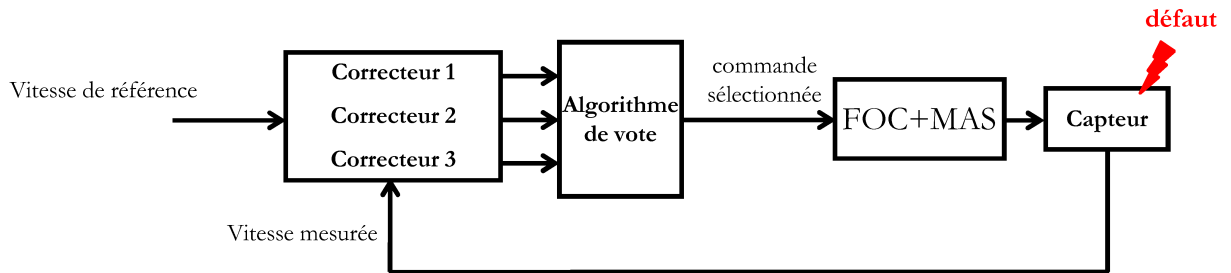


FIGURE 3.14 – Application de l'algorithme de vote sur la commande du système

Dans notre application, la stratégie du vote de l'algorithme suit la procédure suivante :

- le régulateur PI sera choisi uniquement en mode sain ;
- le correcteur robuste est sélectionné en cas de défaut, selon les performances présentées dans le tableau 2.8, c'est à dire que le correcteur H_∞ Loop Shaping sera choisi aux basses vitesses et le GIMC pour les hautes vitesses.

3.3.2 Résultats de simulation de l'approche Input FTC

Les figures 3.15.a et 3.15.b présentent respectivement les résultats de simulation obtenus pour un capteur mécanique bruité et une baisse de 30% du gain du capteur à partir de $t = 2s$. Pour les deux cas de défaut, les résultats de simulation montrent que les quatre algorithmes réussissent à maintenir la stabilité du système en garantissant des performances acceptables à la fois à vide et en charge (entre 6 et 8 secondes).

La figure 3.16.a montre que le vote est considérablement affecté par la dynamique du bruit de mesure, le comportement aléatoire du bruit cause un vote mitigé entre les différentes entrées de l'algorithme de vote, mais cela n'influe en rien sur la réponse du système qui reste correcte avec des performances acceptables.

La figure 3.16.b révèle que, dans le cas d'une baisse du gain, la commande H_∞ est sélectionnée pour des fonctionnements en basse vitesse et que le GIMC est préféré à haute vitesse en présence du couple de charge. Cette figure représente aussi les coefficients de l'algorithme WA avec une dominante pour la commande H_∞ aux basses vitesses et pour le GIMC à des vitesses plus élevées.

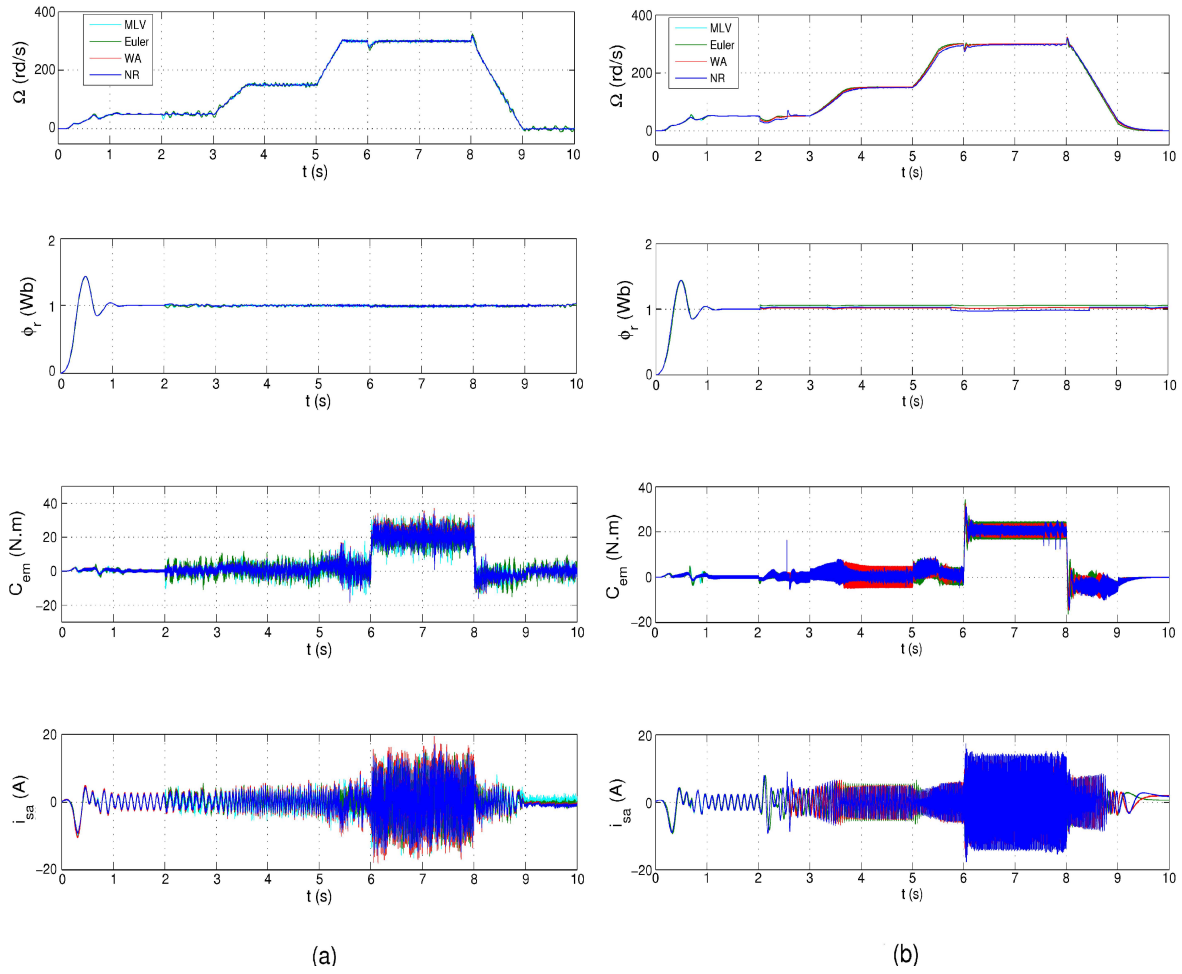


FIGURE 3.15 – Résultats de simulation des quatre algorithmes dans le cas (a) d'un bruit de mesure et (b) d'une baisse de 30% du gain du capteur

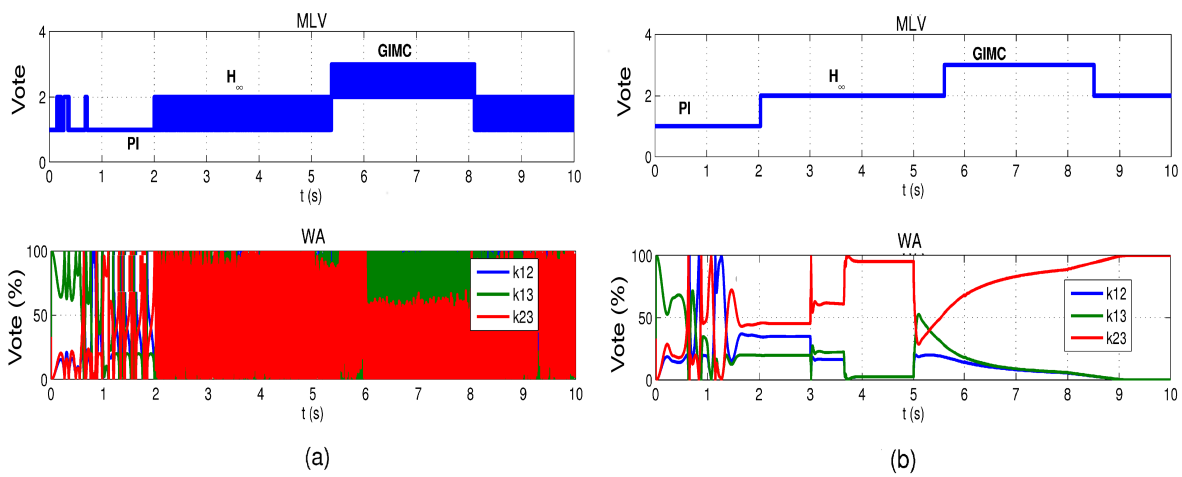


FIGURE 3.16 – Vote MLV et WA pour le cas d'un (a) défaut bruit et (b) un défaut gain

3.3. Application du vote sur la commande du système (Input FTC)

Les figures 3.17 et 3.18 présentent les résultats de simulation de la vitesse obtenue par l'approche Input FTC en cas des variations paramétriques, toujours en présence des défauts capteur mécanique. L'algorithme Euler et WA montrent une dégradation des performances pour le cas de la variation des inductances (L_s , L_r) pour le défaut bruit, et un offset du WA pour le défaut gain.

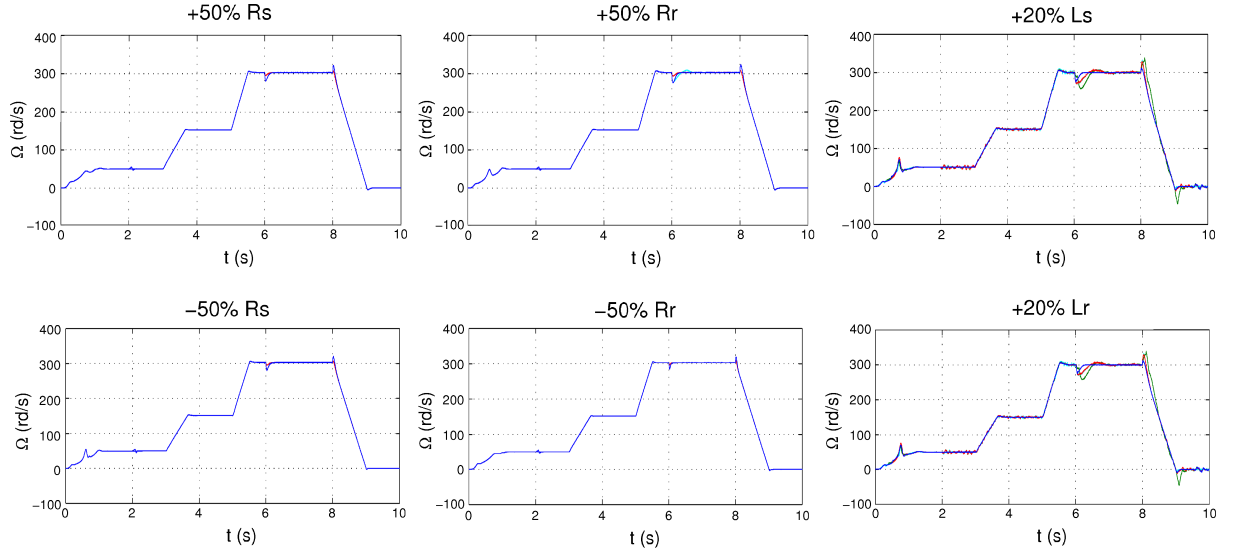


FIGURE 3.17 – Robustesse de l'approche Input FTC en présence d'un bruit de mesure

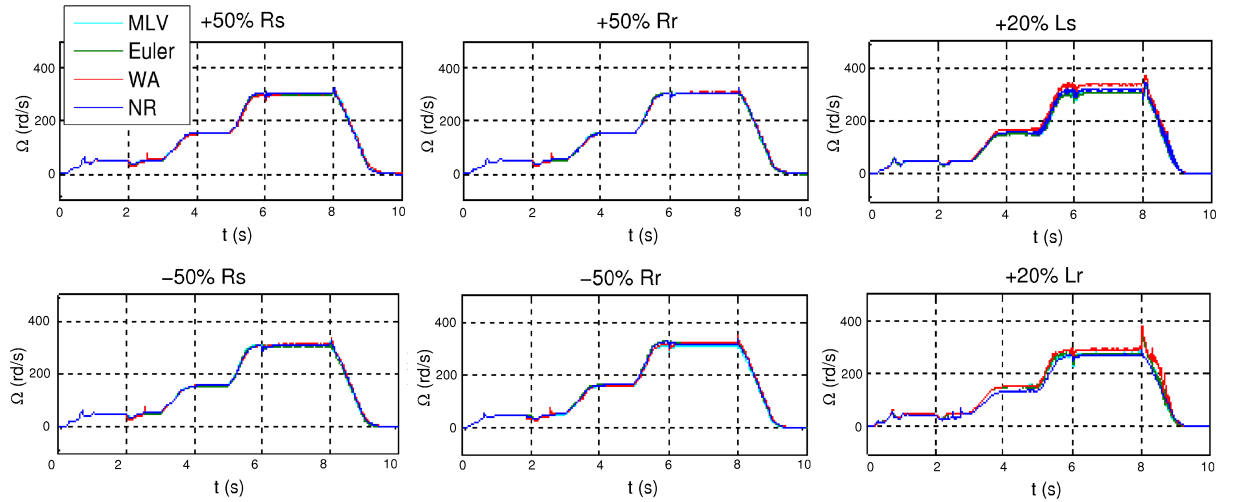


FIGURE 3.18 – Robustesse de l'approche Input FTC en présence d'un défaut gain

Jusqu'à présent, nous avons présenté deux approches FTC à base d'algorithmes de vote, une pour le cas d'une perte de capteur où l'algorithme de vote est appliqué sur la sortie du système et le deuxième pour le cas d'un défaut additif ou multiplicatif sur le capteur où l'algorithme de vote est appliqué sur la commande. Dans les deux cas, un seul algorithme de vote est utilisé. Dans ce qui suit, une troisième structure est proposée qui utilise deux algorithmes de vote dans la même structure : un sur la sortie et un sur la commande.

3.4 Architecture hybride (Input/Output FTC)

3.4.1 Schéma de principe

Une troisième solution est possible dans l'application des algorithmes de votes, elle consiste à utiliser deux votes simultanément, un sur la sortie et l'autre sur la commande du système, cette structure est représentée sur la figure 3.19. L'objectif de cette approche est de généraliser la FTC vis-à-vis de plusieurs défauts différents. Un défaut sur le capteur (bruit ou gain) pourra être corrigée grâce à un vote sur la commande, tandis qu'une perte totale du capteur sera assurée par un vote redondant à base d'observateur.

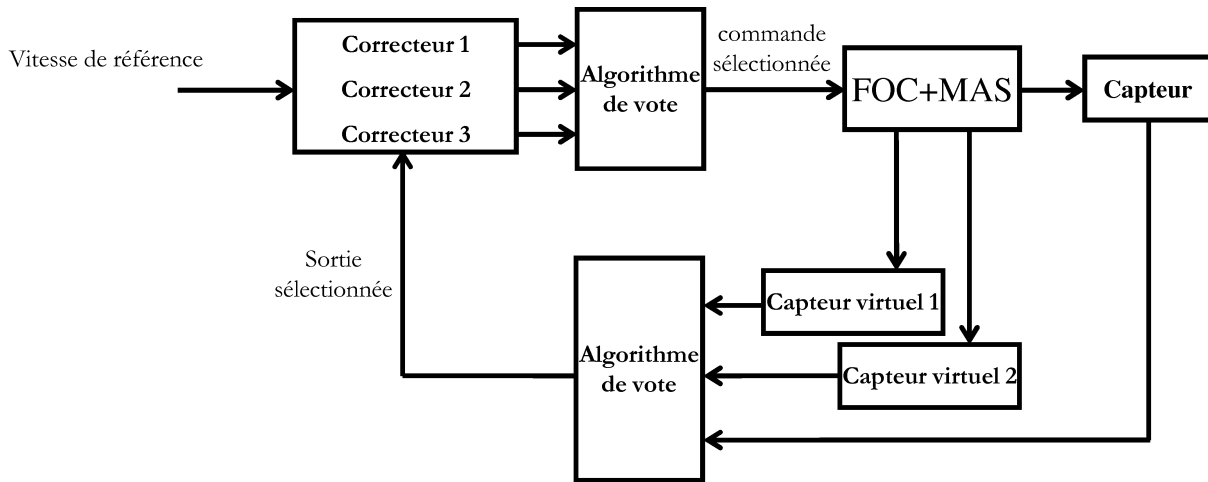


FIGURE 3.19 – Application de l'algorithme de vote hybride (Input/Output FTC)

Les résultats de simulation obtenus par cette combinaison sont présentés dans la figure 3.20 pour une baisse de 30% du gain du capteur suivie d'une perte totale du capteur. Ces courbes permettent de vérifier l'efficacité de l'approche hybride proposée.

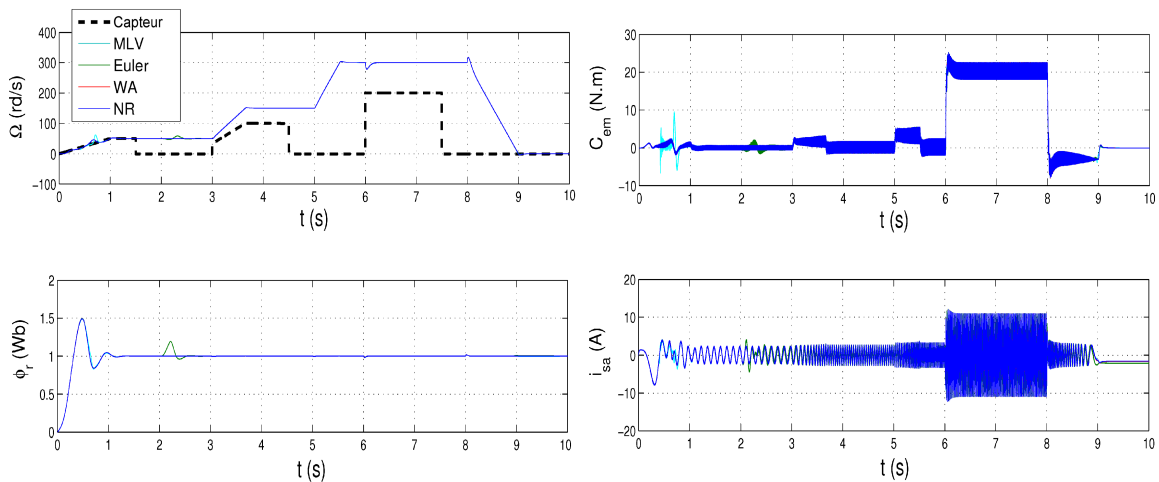


FIGURE 3.20 – Correction de la baisse du gain et la perte du capteur avec l'architecture Input/Output FTC

La figure 3.21 montre que cette approche assure une très bonne robustesse vis-à-vis de toutes les variations paramétriques ; la vitesse du moteur n'est affectée par aucune perturbation (variation paramétrique ou la présence de couple résistant) et on peut observer que cette méthode offre une meilleure robustesse par rapport à celle obtenue par les architectures à un seul algorithme de vote, Output et Input FTC, de la figure 3.13 et 3.18 respectivement.

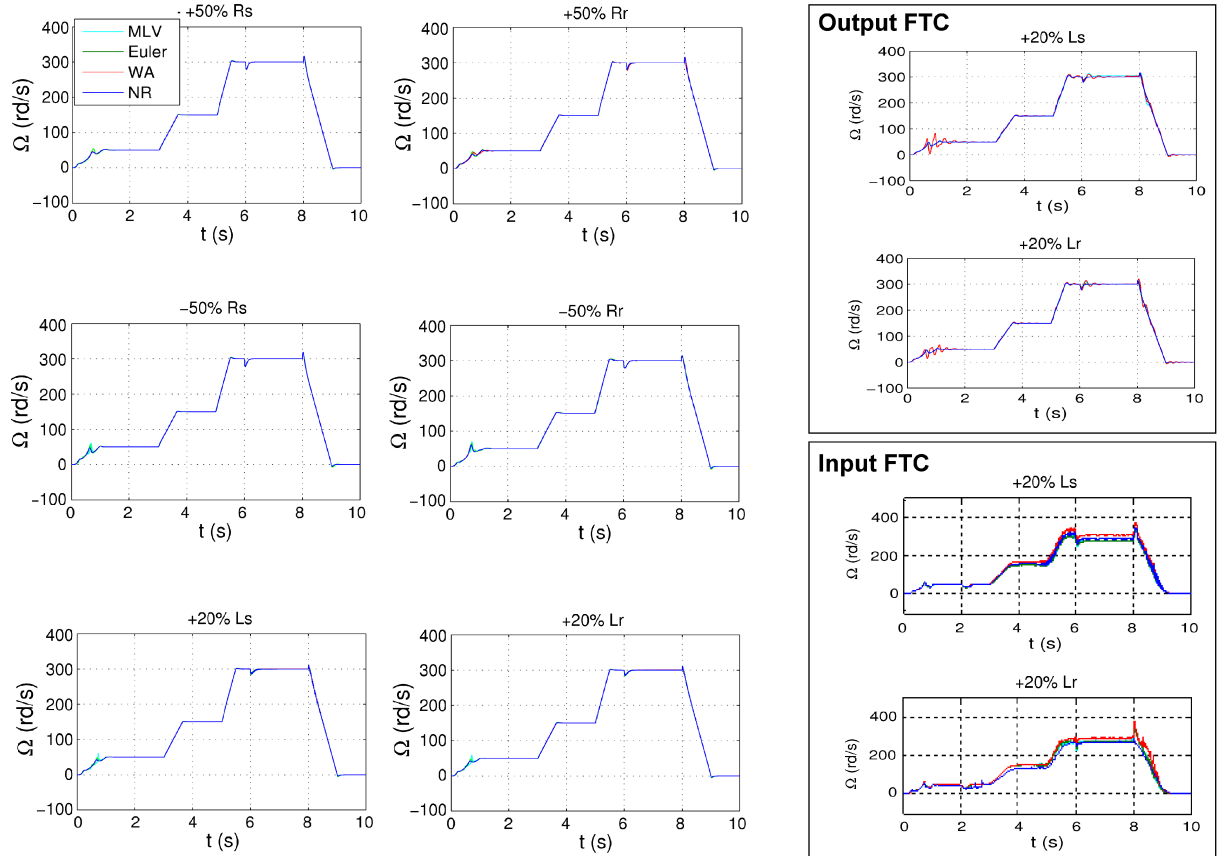


FIGURE 3.21 – La robustesse par l'approche Input/Output FTC pour la perte du capteur et un défaut gain

Les réponses des quatre algorithmes pour cette approche hybride ont montré une similitude vis-à-vis de tous les défauts. Le test avec les variations paramétriques a démontré l'amélioration de la robustesse en présence de plusieurs défauts. Cependant, la figure 3.22 dévoile un vote moins important pour l'algorithme MLV où la sélection du signal de commande se limite quasiment qu'au PI. En effet, le signal du capteur dépasse la zone de confiance $D_{max,ik}$ lors de l'application d'un défaut gain ou bruit imposant le fonctionnement en mode sans capteur ; un passage en mode observateur en boucle fermée implique une isolation totale du capteur, le défaut bruit ou le défaut gain n'aura aucun impact sur le système bouclé suite à cette isolation.

Dans ce contexte, le vote MLV est testé avec les variations paramétriques du moteur. La figure 3.23 présente la vitesse obtenue avec l'architecture Input/Output FTC en utilisant le vote MLV, pour $+50\% R_s$. Dans ce test de robustesse toutes les entrées de commande (PI, H_∞ et GMC) sont sélectionnées et les propriétés globales de l'architecture hybride sont utilisées dans

la commande tolérante aux fautes. Cela prouve l'intérêt et l'efficacité de la méthodologie par un vote coopératif afin de maintenir la robustesse et la stabilité de la boucle fermée contre plusieurs types de défaut et de perturbation.

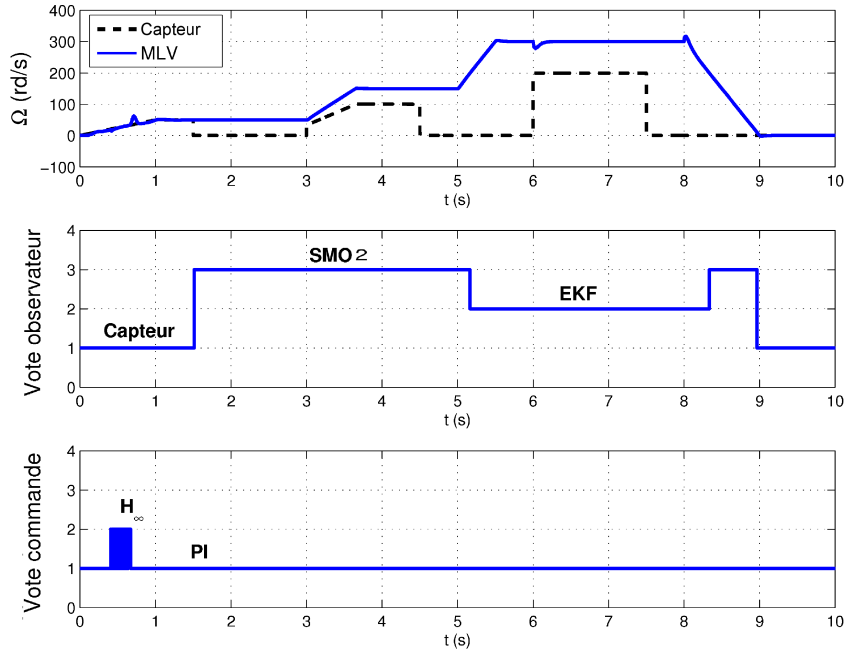


FIGURE 3.22 – Résultats de simulation de l'approche hybride en présence d'un défaut gain à $t = 2s$ avec une perte périodique du capteur

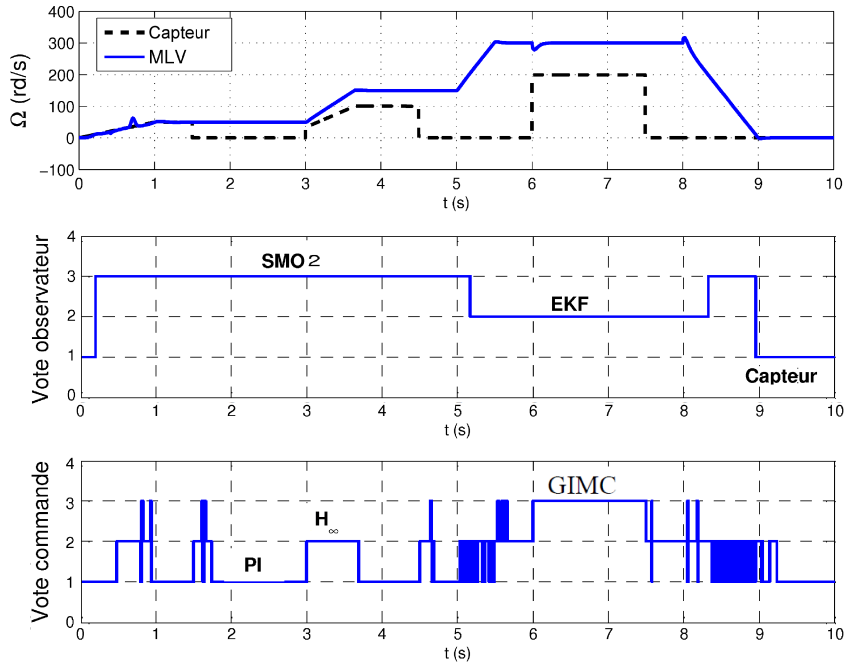


FIGURE 3.23 – Le vote MLV pour $+50\%R_s$ avec l'architecture Input/Output FTC

3.5 Validation des architectures à base d'algorithme de vote sur le profil NEDC

Dans le cadre de cette thèse, la construction d'essai dans l'application véhicule repose sur la représentation des conditions de fonctionnement des véhicules électriques sur un profil NEDC. Ce profil sélectionne plusieurs plages de fonctionnement ; des basses et moyennes vitesses par le profil ECE15, et des hautes vitesses par la partie EUDC. Les architectures à base d'algorithme de vote ont été préalablement synthétisées à cet effet, afin d'apporter des performances optimales sur toute la plage d'usage des véhicules électriques. L'analyse instantanée de la vitesse par l'algorithme de vote est réalisée comme pour les tests présentés dans les sections précédentes, les défauts (bruit ou gain) sont introduits respectivement à $t = 50s$ et à $t = 930s$, une perte du capteur mécanique est réalisée toutes les 150s. Les figures 3.24, 3.25 et 3.26 montrent respectivement les résultats de simulation des quatre algorithmes de vote pour une perte du capteur, un défaut bruit de mesure et un défaut gain avec une perte de capteur en utilisant respectivement l'approche Output FTC, Input FTC et Input/Output FTC.

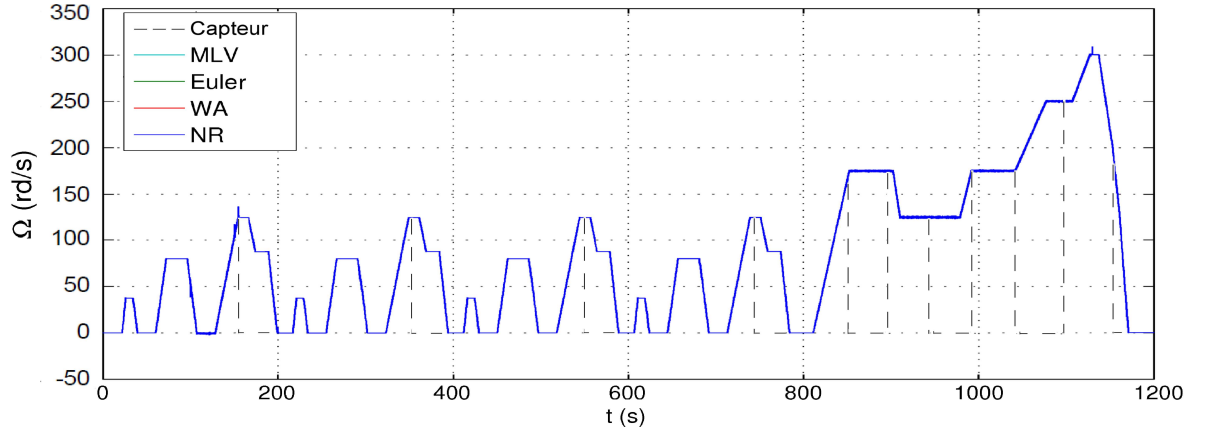


FIGURE 3.24 – Résultats de simulation de l'architecture Output FTC sur le profil NEDC pour une perte du capteur

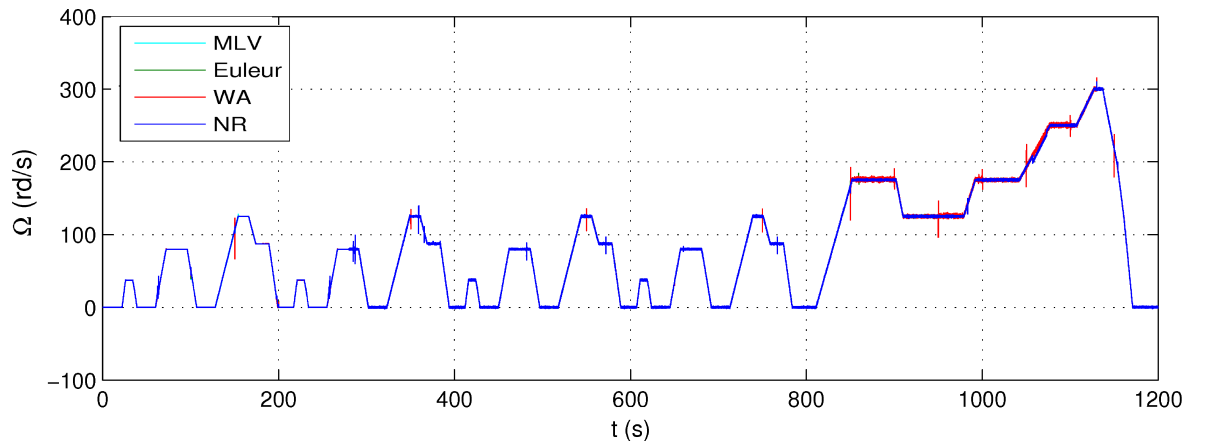


FIGURE 3.25 – Résultats de simulation de l'architecture Input FTC sur le profil NEDC en présence d'un défaut bruit de mesure

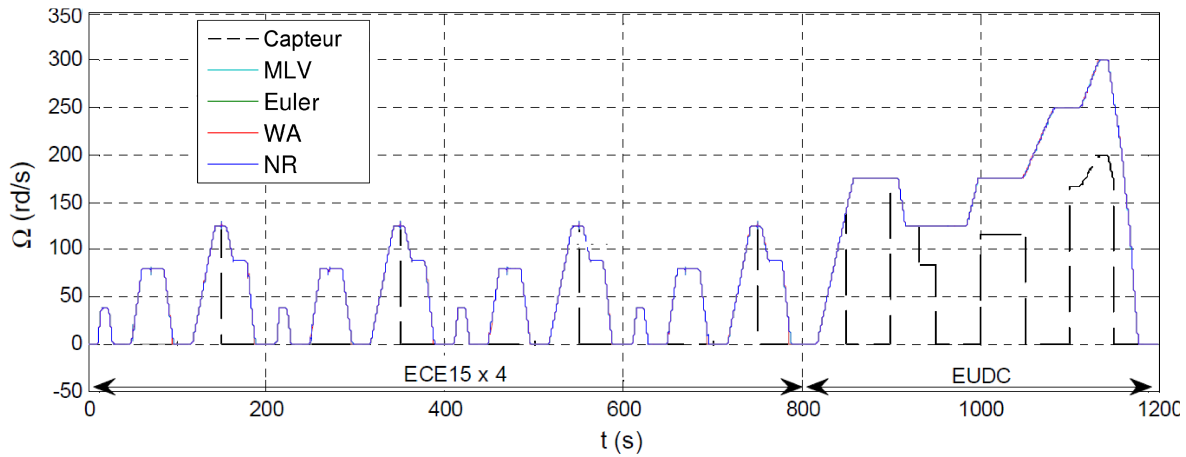


FIGURE 3.26 – Résultats de simulation de l'architecture hybride sur le profil NEDC en présence d'un défaut gain et la perte du capteur mécanique

L'impact des défauts à basse et à haute vitesse est atténué d'une manière significative, le système est en mesure de suivre la vitesse de référence même dans des conditions défaillantes avec une bonne robustesse et des performances satisfaisantes pour une application au véhicule électrique. Ces résultats montrent l'efficacité des trois approches proposées à partir des algorithmes de vote pour la commande tolérante aux fautes pour : Input FTC, Output FTC et Input/Output FTC.

La comparaison des trois architectures à base d'algorithme de vote est résumée dans les tableaux 3.27, 3.28 et 3.29. Les résultats de simulation montrent que le WA est le moins efficace pour les structures Input FTC et Output FTC. L'architecture hybride permet d'obtenir l'état optimal dans les conditions de variations paramétriques.

FIGURE 3.27 – Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Output FTC

	à vide		en charge			
	sans variations paramétriques	avec variations paramétriques	$R_s \pm 50\%$	$R_r \pm 50\%$	$L_s +20\%$	$L_r +20\%$
MLV	+	+	+	+	+	+
Euler	+	+	+	+	+	+
WA	+	-	+	+/-	-	-
NR	+	+	+	+	+	+

FIGURE 3.28 – Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Input FTC

	à vide		en charge			
	sans variations paramétriques	avec variations paramétriques	$R_s \pm 50\%$	$R_r \pm 50\%$	$L_s +20\%$	$L_r +20\%$
MLV	+	+	+	+	+	+
Euler	+	+	+	+	+/-	+/-
WA	+	+	+	+/-	-	-
NR	+	+	+	+	+	+

FIGURE 3.29 – Comparaison des algorithmes de vote pour la structure Input/Output FTC

	à vide		en charge			
	sans variations paramétriques	avec variations paramétriques	R_s $\pm 50\%$	R_r $\pm 50\%$	L_s $+20\%$	L_r $+20\%$
MLV	++	++	++	++	++	++
Euler	++	++	++	++	++	++
WA	++	++	++	++	++	++
NR	++	++	++	++	++	++

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps deux structures tolérantes aux fautes, Output et Input FTC, pour la MAS basées sur un diagnostic par algorithme de vote. Quatre algorithmes ont été choisis en vue d'une étude comparative pour plusieurs scénarios de défauts du capteur mécanique.

La comparaison entre le vote par maximum de vraisemblance (MLV), la moyenne pondérée (WA), approximation d'Euler et Newton-Raphson (NR), a permis d'évaluer les performances et la robustesse de chaque algorithme. Les résultats de simulation montrent que les approches FTC à base des algorithmes MLV, Euler et Newton-Raphson sont efficaces et offrent de bon résultats en termes de performances et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Le vote par moyenne pondérée reste le moins efficace car il dégrade les performances du système.

Nous avons proposé ensuite une architecture hybride basée sur l'hybridation entre les deux techniques de vote précédentes. Les résultats de simulation montrent que l'approche hybride est efficace et robuste pour plusieurs types de défauts avec et sans couple de charge.

Nous avons ensuite choisi d'utiliser le profil NEDC afin de valider ces structures pour une application véhicule électrique. Les résultats obtenus en simulation montrent l'intérêt et l'efficacité des architectures AFTC proposées à base d'algorithme de vote. Elles seront testées expérimentalement ainsi que les approches proposées au chapitre 2 sur un banc d'essai dans le chapitre 4.

Chapitre 4

VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES DES ARCHITECTURES DE COMMANDES ACTIVES TOLÉRANTES AUX DÉFAUTS

Ce chapitre a pour objectif de valider expérimentalement les architectures AFTC (Active Fault Tolerant Control) décrites dans les chapitres 2 et 3. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons le banc d'essai du moteur asynchrone ainsi que ses différentes composantes. Par la suite, nous étudierons l'implémentation en temps réel des deux architectures Hybride FTC et GMC avec les deux types de défaut du capteur mécanique : bruit et gain, avec les tests du filtre de Kalman étendu détaillé au chapitre 2. On finira avec les tests des architectures FTC à partir d'algorithme de vote appliquée sur la sortie (Output FTC), et sur la commande du système (Input FTC) ainsi que l'architecture hybride (Input/Output FTC).

4.1 Description de la plate-forme expérimentale

L'équipe Commande & Système de l'ESTACA (Levallois-Perret) dispose depuis 2011 d'un banc d'essai actionneur asynchrone destiné à la validation des observateurs, des méthodes de diagnostic et des lois de commande avancées en temps réel. Les programmes temps réel sont générés par le logiciel Matlab/Simulink et exécuté par une carte dSPACE 1103. Le logiciel de pilotage "ControlDesk" permet de concevoir une interface graphique qui permet de visualiser et de modifier en temps réel les différentes variables du schéma Simulink.

Ce banc d'essai permet de valider les diverses approches pour la détection de défauts dans les systèmes électromécaniques et de réaliser des tests matériels ou logiciels. Le schéma synoptique de la plate forme est représenté sur la figure 4.1. Dans ces essais expérimentaux, nous avons utilisé le principe de la commande vectorielle rappelé dans le chapitre 2 (figure 2.1) en utilisant deux capteurs de courant et un capteur mécanique (Codeur absolu). Nous détaillerons dans ce qui suit la partie électromécanique du banc, les organes de commande de la machine asynchrone et l'environnement de mesure. Les détails du banc d'essai sont donnés dans l'annexe C.

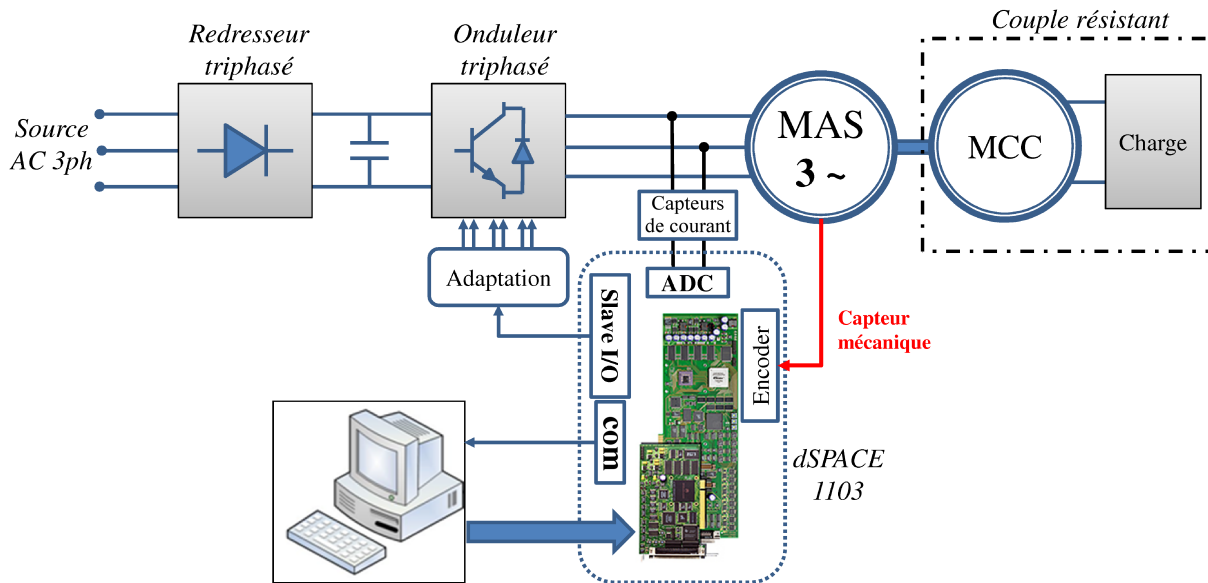


FIGURE 4.1 – Schéma de la plateforme expérimentale de l'ESTACA

4.1.1 Partie électromécanique

La partie électromécanique du banc d'essai est représentée sur la figure 4.2. Elle est constituée des éléments suivants :

- une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil type Leroy-Somer LSMV 132 M [LER06], d'une puissance de 7,5 KW. Cette puissance est inférieure à celle des vrais véhicules électriques (> 35 KW), mais reste équivalente aux performances des moteurs de taille plus importante dans l'application VE [BUC01], avec un couple constant sur une large plage de vitesse (voir courbe figure 4.3) ;
- une machine à courant continu à excitation séparée type Leroy-Somer LSK 1122 S05 [LER03], d'une puissance de 8,5 KW. Son induit est connecté à une charge résistive de 800W. Elle permet d'appliquer un couple résistant réglable sur l'arbre de la MAS ;
- un capteur mécanique de type codeur absolu, pour la mesure de la position du moteur. Il dispose d'une résolution de 1024 points/tour.

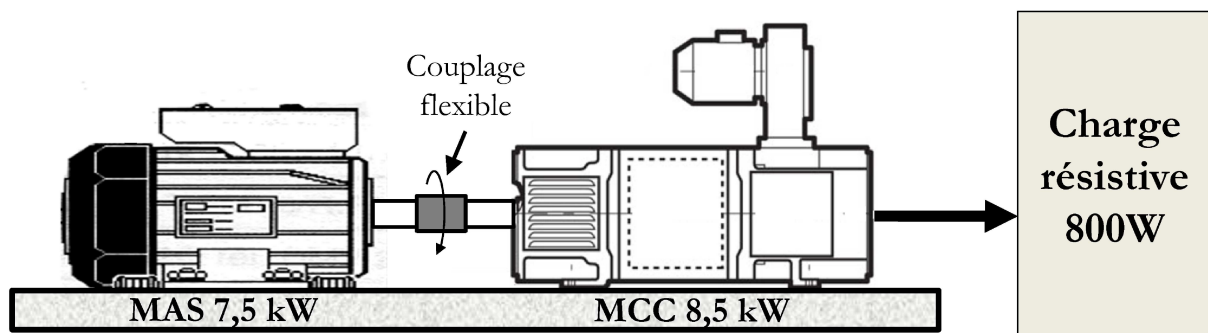


FIGURE 4.2 – La partie électromécanique du banc expérimental

4.1. Description de la plate-forme expérimentale

Le moteur asynchrone utilisé est conforme à la norme CEI 34-72 [CEI01] pour des applications industrielles. Il est conçu pour être alimenté par des variateurs électroniques et répondre aux exigences de la vitesse variable. Ce moteur est bien adapté pour la variation de vitesse et de l'évolution des performances des nouveaux contrôleurs électroniques, il est utilisé pour une application à puissance réduite pour la traction électrique du véhicule, ou même pour une application micro hybride. Les caractéristiques de la MAS sont données dans la table 4.1 [LER06] :

TABLE 4.1 – Caractéristiques de le Machine Asynchrone utilisée

Paramétriser	Valeur
Couplage du stator	étoile
Résistance du stator R_s	0,68 Ω
Résistance du rotor R_r	0,39 Ω
Inductance du stator L_s	0,2225 H
Inductance du rotor L_r	0,2268 H
Inductance mutuelle M	0,022 H
Inertie J	0,01 kg.m ²
Coefficient de viscosité k_f	0,001 N.m/rd/s
Puissance mécanique P_m	7,5 kW
Couple nominal C_n	24,5 N.m
Rendement η	0,89
Cos φ	0,94

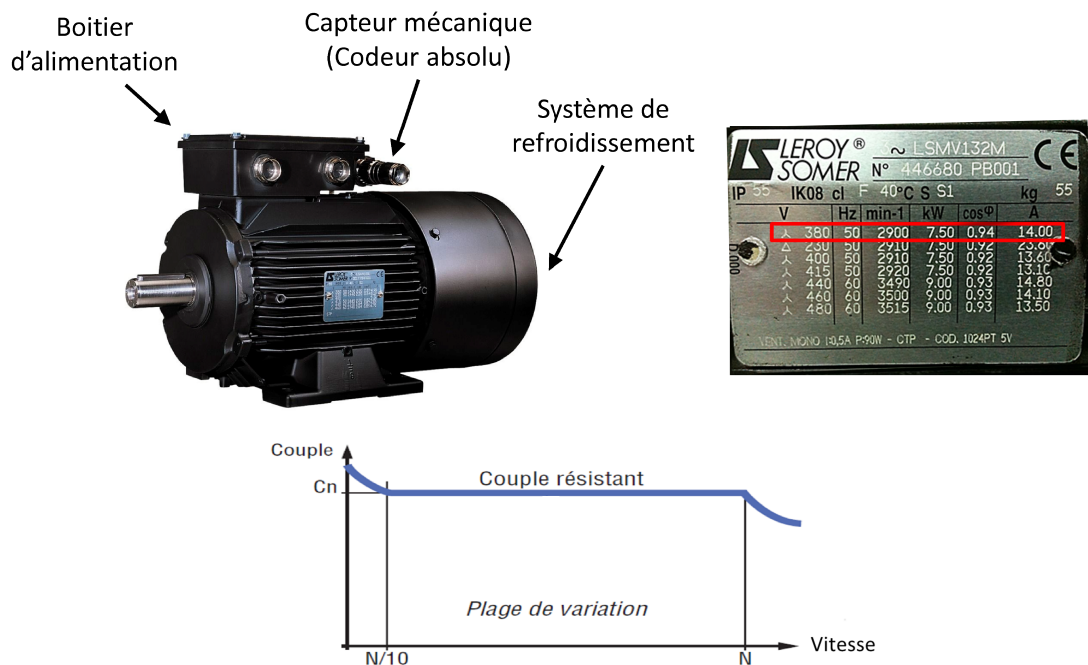


FIGURE 4.3 – Moteur asynchrone triphasé Leroy-Somer utilisé dans le banc expérimental [LER06]

4.1.2 Commande de la Machine Asynchrone

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- un pont de diodes PD3 transforme la tension alternative triphasée du réseau en une tension continue filtrée par des condensateurs ;
- la tension en sortie du redresseur passe par un onduleur à base d'IGBT qui génère une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Le convertisseur statique est un modèle didactique de la marque SEMIKRON (figure 4.4.a) qui assure directement la conversion alternatif-continu/continu-alternatif. Il dispose d'un redresseur qui peut être utilisé indifféremment en monophasé ou en triphasé.

Ce convertisseur dispose de 4 bras de pont où chaque bras est un module de puissance type SKM50GB123D (figure 4.5) constitué de 2 IGBT, en antiparallèle avec une diode, connectés en série et dont le point milieu est sur la borne 1, le collecteur de l'IGBT est sur la borne 3, l'émetteur est sur la borne 2 [SEM06].

Les connecteurs en sortie du redresseur ne sont pas reliés aux bornes du pont du condensateurs de filtrage, cela permet d'utiliser les convertisseurs indépendamment les uns des autres, mais aussi d'ajouter des composants intermédiaires (résistance de pré-charge, inductance de lissage, ...etc).

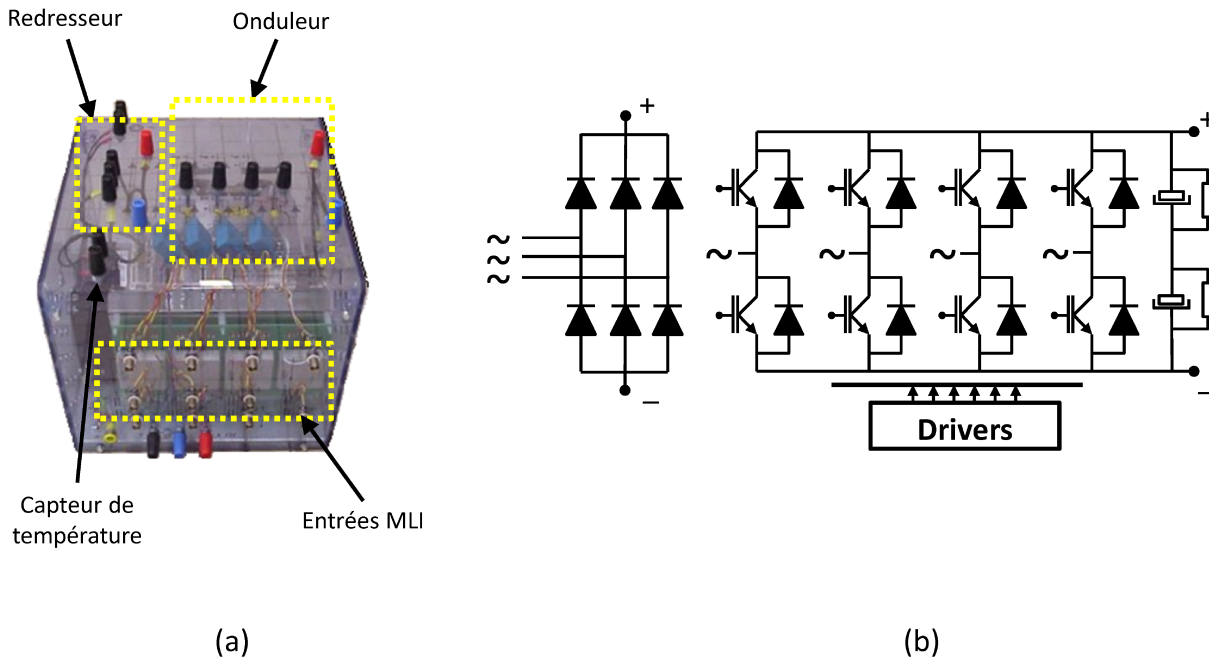


FIGURE 4.4 – Convertisseur statique SEMIKRON

La plateforme est alimentée par le réseau alternatif triphasé, d'une tension de 380V et un courant maximal de 25A. Cette tension donnée par la source, passe d'abord par le redresseur non commandé qui est un dispositif irréversible, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que

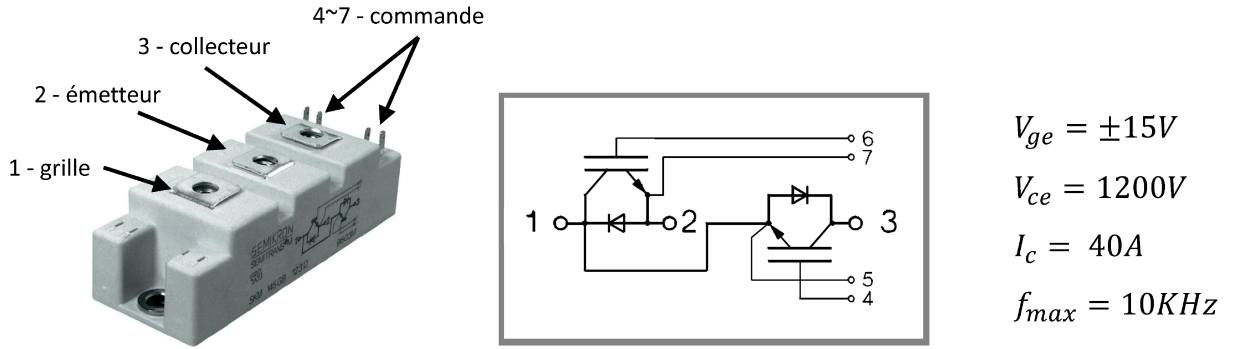


FIGURE 4.5 – Cellule SEMIKRON SKM50GB123D représentant un bras d'onduleur [SEM06]

du côté alternatif vers le côté continu. De ce fait, pour commander la machine asynchrone, on utilise un onduleur triphasé en prenant trois bras sur les quatre disponibles par le convertisseur SEMIKRON, cela assure un transfert de puissance réglable du continu vers l'alternatif.

Le contrôle de la cellule du l'onduleur est assuré par un double driver SEMIKRON du type SKHI22 [SEM08]. Ce driver est alimenté en $\pm 15V$ avec un courant maximal de 160 mA/driver [SEM13]. Ces niveaux de tensions permettent de commander les IGBTs à la fermeture par une tension de grille $V_{ge} = 15V$, et à l'ouverture par $V_{ge} = -15V$. Une résistance $R_g = 30\Omega$ est ajoutée sur la grille afin de limiter les surtensions [SEM13].

La carte dSPACE 1103 est parfaitement adaptée pour développer des applications de commande des moteurs, et offre des fonctionnalités telles que la génération de signaux MLI triphasés grâce au connecteur "Slave I/O". Pour ne citer qu'un exemple, le procédé de Modulation de Largeur d'Impulsion utilisé est contrôlé par le signal de référence comparé à un signal triangulaire (porteuse). L'intersection de ces deux signaux détermine les instants de commutation des sorties MLI.

L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générés par une ondulation "pleine onde" vers les fréquences élevées. Chaque bras du pont est chargé de générer (par la MLI) un signal dont le fondamental est le signal de référence. Il existe différents types de modulation [BUC01] :

- MLI naturelle ou intersective : le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire ;
- MLI avec contrôle d'amplitude : l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions ;
- MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne.

Le contrôle performant des actionneurs nécessite de maîtriser précisément les instant de mesure. Avec la carte dSPACE 1103, il est possible de synchroniser les canaux ADC (Analog to Digital Converter) et DAC (Digital to Analog Converter) avec l'interface de commande par un signal logique interne [DSP14].

La figure 4.6 montre le schéma de contrôle de la Machine Asynchrone. Une des interfaces série de la carte fait l'acquisition du signal en provenance du codeur ainsi que des convertisseurs

ADC pour les courants statoriques. La carte contrôleur (Controller Board) calcule l'algorithme de contrôle avec les valeurs mesurées puis détermine la modulation de la largeur d'impulsion correspondante (Carte MLI). Les signaux MLI triphasés déterminent la tension en sortie du convertisseur ainsi que sa fréquence.

Grâce au logiciel d'expérimentation comme le ControlDesk, l'acquisition et le paramétrage peuvent être effectués en temps réel.

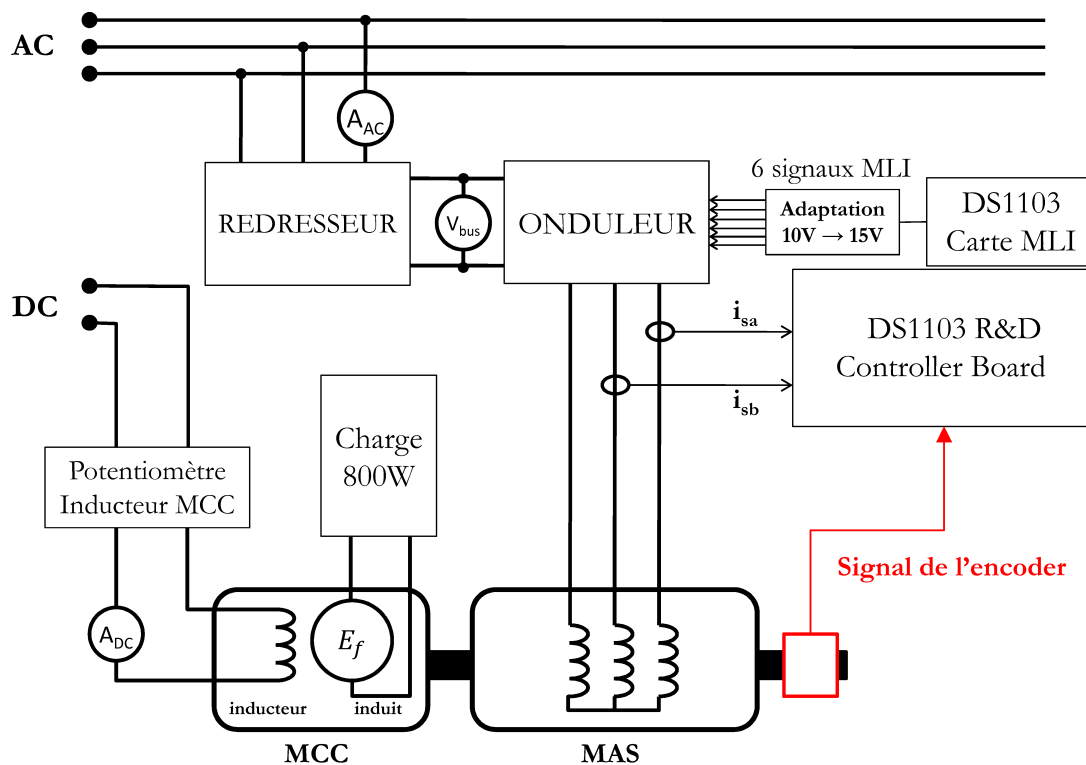


FIGURE 4.6 – Schéma de la commande de la MAS

4.1.3 Environnement de mesure

Comme le montre la figure 4.6, la commande du moteur asynchrone de notre banc d'essai nécessite la mesure :

- des courants statoriques, deux des trois phases sont instrumentées, la troisième valeur obtenue par soustraction (la machine est à neutre isolé) ;
- de la position en utilisant un codeur absolu ;
- du courant du réseau triphasé pour surveiller les sur-intensités ;
- de la tension continue à l'entrée de l'onduleur ;
- du courant de l'inducteur de la MCC pour calibrer le couple de charge.

Le capteur de courant

On utilise ici les capteurs à effet Hall, qui sont capables de mesurer des formes d’onde de courants continus ou alternatifs tout en assurant une isolation galvanique. Ils sont précis, linéaires, ont une faible dérive de température et un temps de réponse rapide ainsi qu’un bande passante suffisante pour notre application. Le tableau suivant montre une comparaison entre les principaux types de capteurs de courant [FAV04][ABB12].

TABLE 4.2 – Comparaison entre les différents capteurs de courant

Type	Mesure DC	Gamme de mesure (A)	Fréquence maximale	Précision (% de I_n)	Réalisation technologique	Immunité aux champs externes
Effet Hall (en boucle fermée)	Oui	1 à 10^4	100 kHz	< 1%	Simple	Faible
Transformateur de courant (selon calibre)	Non	10^{-3} à 10^3	10Hz à 10 MHz	< 0.1%	Simple	Bonne
Sonde active (effet Hall + TC)	Oui	1 à 10^3	10 kHz	1 %	Complexe	Moyenne
Capteur à fibre optique	Oui	10^2 à 10^5	10 MHz	0.2 %	Complexe	Très bonne

Le capteur mécanique

Les codeurs incrémentaux disposent de 8 voies pour alimenter et recevoir les informations issues du capteur (la tension d’alimentation 15V, la masse, les voies $A, \overline{A}, B, \overline{B}, Z, et \overline{Z}$), tandis qu’un codeur absolu nécessite une tension d’alimentation U_s , la masse et le code de la position instantanée transmise en binaire (série ou parallèle). Le principal avantage du codeur absolu est qu’il donne une information de position absolue, alors que le codeur incrémental donne la position relative (par rapport à une position initiale variable).

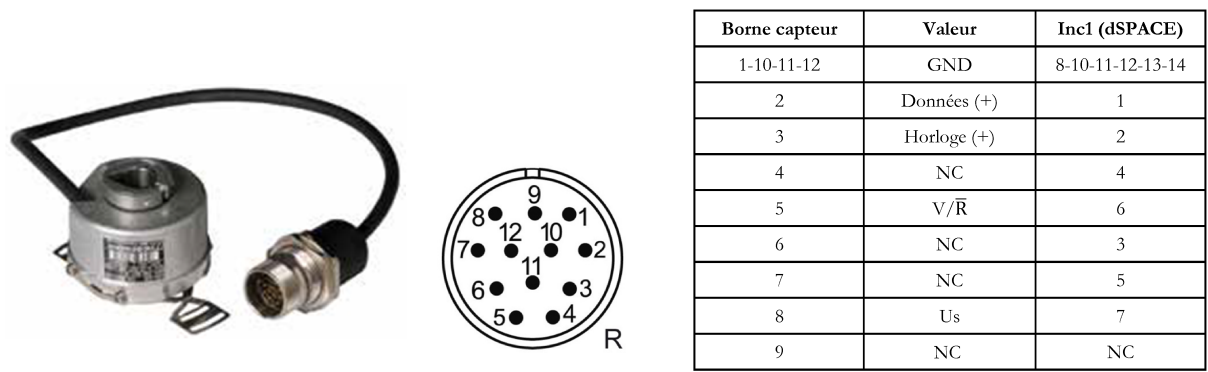


FIGURE 4.7 – Vue du codeur absolu M23-10bits (côté utilisateur) [LER13]

Lorsque l’alimentation électrique est sujette à des coupures ou lorsque la transmission est sensible aux parasites, l’utilisation d’un codeur absolu est recommandée. La machine asynchrone utilisée dispose d’un codeur absolu déjà installé, une résolution de 1024 points par tour est suf-

fisante pour la majorité des applications, toutefois, pour des exigences de stabilité en très basse vitesse il est conseillé d'utiliser un codeur de résolution plus élevée [AKR10].

L'acquisition instantanée de la vitesse mécanique passe par un gain de mise à l'échelle du signal issu du capteur de position. La valeur transmise par le capteur est ajustée par un gain de $\frac{2\pi}{1024}$ pour avoir une mesure en radian par seconde.

Le tableau 4.3 compare les différents capteurs disponibles sur la marché [FAV04][ABB12].

TABLE 4.3 – Comparatif des capteurs mécaniques

Types	Modèles	Avantages	Inconvénients
Codeur incrémental (binaire/analogique)	TTL (5V); HTL (10-30V); Sin/Cos.	Conception simple et pas cher.	Mesure relative à une position initiale; besoin d'un traitement rapide.
Codeur absolu (binaire/analogique)	SSI; BiSS-C; EnDat; Hiperface.	Donne une information de position absolue; insensible aux coupures du réseau.	Coût plus élevé qu'un codeur incrémental.
Dynamo tachymétrique (analogique)	Monotour	Tension proportionnelle à la vitesse de rotation.	Faible précision, 3 à 5 % de la valeur indiquée.

4.1.4 La carte dSPACE 1103

Le système dSPACE a principalement pour objectif le prototypage rapide de lois de commande, le contrôle et l'acquisition des données en temps réel. Le système dSPACE est constitué principalement :

- d'une carte de pilotage "1103" intégrée dans le PC ;
- d'un boîtier de connexion "CLP1103" ;
- d'une bibliothèque spécifique "dSPACE RTI1103", complémentaire à la bibliothèque de base de Simulink, regroupant les différentes fonctions utiles pour le prototypage rapide et le contrôle en temps réel ;
- d'un outil "ControlDesk" permettant la création d'interface utilisateur pour la visualisation et l'acquisition de données.

Le processeur principal est un TMS320F240 de Texas Instruments avec une horloge interne à 400 MHz. Il a une mémoire de 8 Mo en Flash et de 32 Mo en SDRAM. Il dispose de 20 convertisseurs analogiques numériques (ADC), de 8 convertisseurs numériques analogiques (DAC) de 16 bits pouvant délivrer une tension analogique comprise entre -10V et +10V, de deux liaisons série, de 2 codeurs incrémentaux, d'un DSP esclave (TMS320F240) et de 3 timers (32 bits) fonctionnant de manière indépendante [DSP14].

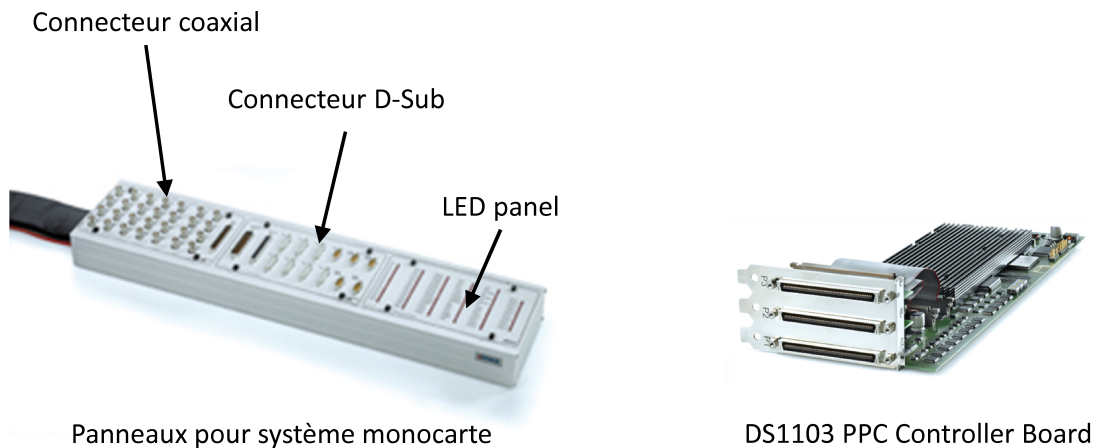


FIGURE 4.8 – Carte dSPACE 1103 [DSP14]

Avec cette carte, les principales étapes à suivre pour le prototypage rapide d'une loi de commande et le contrôle temps réel sont :

- Implémentation : c'est l'étape de création de la loi de commande à prototyper dans un fichier Simulink à partir de la bibliothèque Simulink et de la bibliothèque dSPACE.
- Compilation : cette étape permet la génération d'un langage machine (code C) à partir du fichier Simulink à l'aide de la boîte à outils Matlab "RealTime Workshop Toolbox". Ce code est stocké dans le DSP de la carte dSPACE.
- Contrôle en temps réel : ce contrôle peut s'effectuer à partir de Simulink "External mode control" ou à partir d'une interface utilisateur créée avec "ControlDesk".

4.1.5 Méthodologie des tests

Afin de gérer notre travail de la manière la plus optimale possible, nous avons découpé notre travail en plusieurs tâches. Ce programme est visible sur l'organigramme de la figure 4.9 regroupant toutes nos tâches à valider.

Le banc de la MAS à l'ESTACA a été préalablement configuré, testé et mis en marche. Nous avons dans un premier temps analysé les caractéristiques du banc en fonctionnement normal. Ensuite nous avons introduit les défauts bruit de mesure et gain exponentiel afin d'évaluer l'impact de ces défauts sur les performances de l'actionneur.

Par la suite, nous avons validé les approches Hybride FTC et GIMC avec l'utilisation du filtre de Kalman étendu.

La dernière étape a consisté à valider les quatre algorithmes de vote : MLV, WA, Euler et NR, avec les trois approches : Output FTC, Input FTC et Output/Input FTC pour les trois types de défaut : bruit, gain et perte du capteur. L'observateur Sliding Mode d'ordre 2 sera aussi validé à cet effet. La vue globale du banc expérimental est présentée sur la figure 4.10.

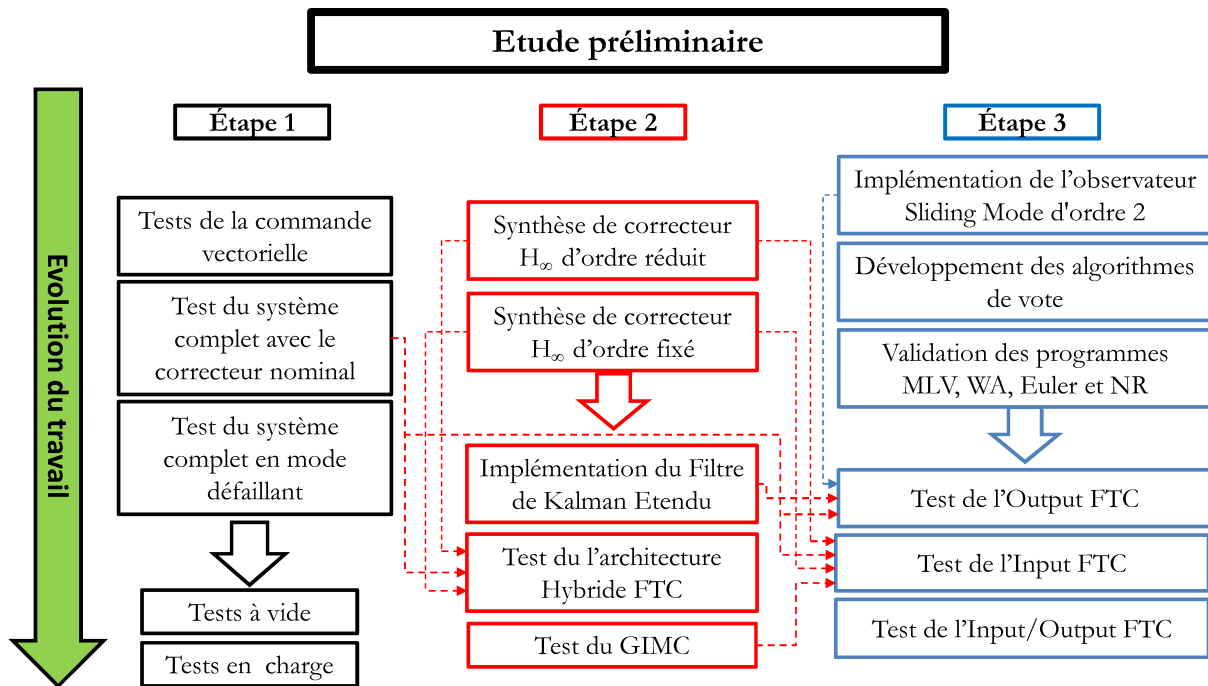


FIGURE 4.9 – Organigramme de test sur le banc de la MAS

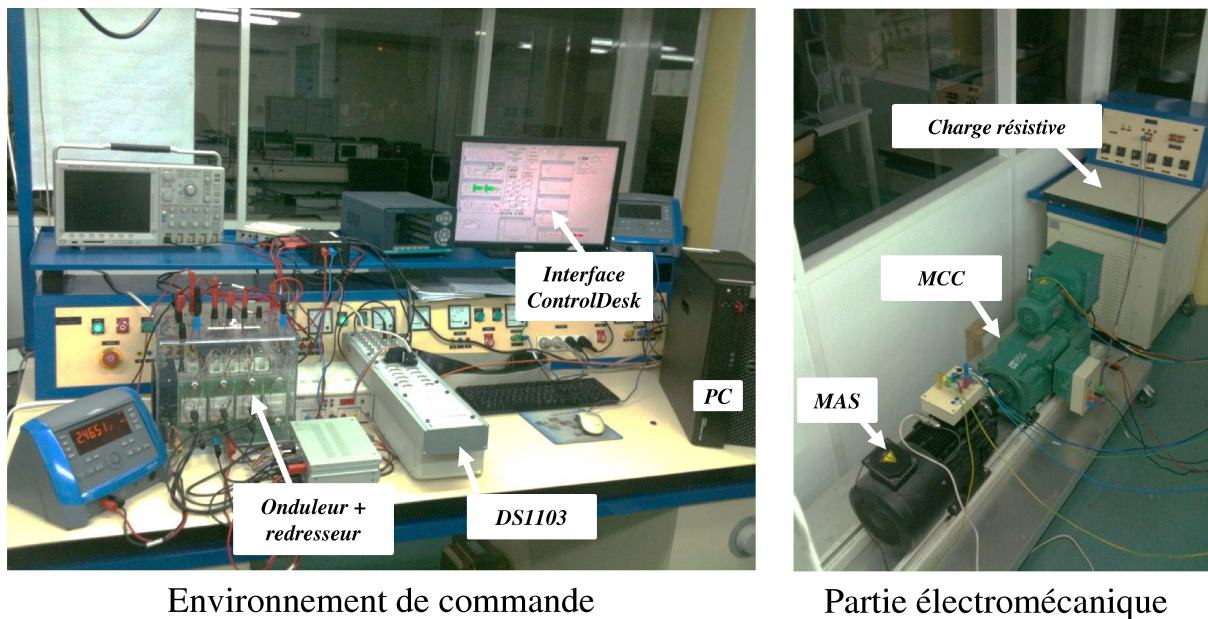


FIGURE 4.10 – Banc expérimental de l'ESTACA

4.2 Le fonctionnement de la machine sans défaut

L'objectif de cet essai est de donner un aperçu sur le fonctionnement du moteur à vide et en charge. Nous avons créé le schéma Simulink de la figure 4.11 pour valider la loi de commande pour un fonctionnement sans défauts, la commande à orientation du flux utilisée dans l'expérimentation est analogue à celle décrite dans le chapitre 2 (§2.1.2)

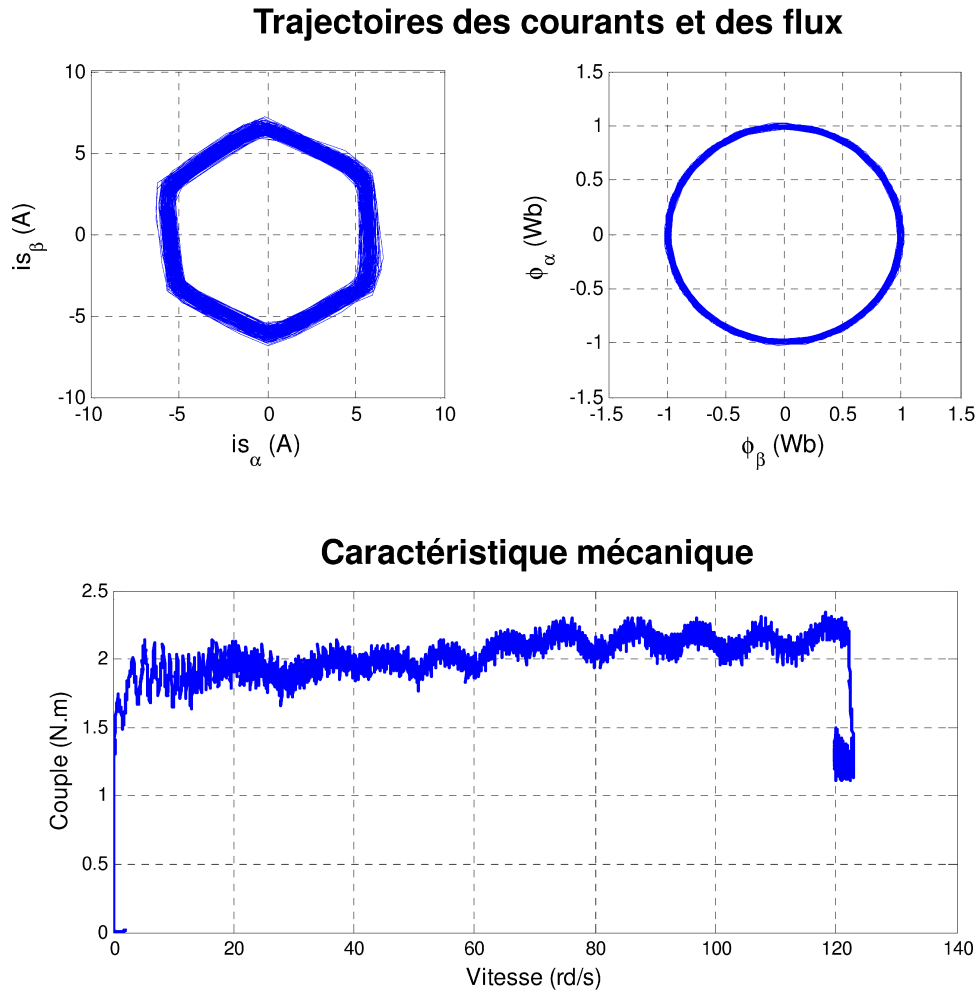


FIGURE 4.12 – Caractéristique de la machine asynchrone utilisée pour les tests expérimentaux

Pour la MCC, le cahier des charges du banc d'essai dynamique nécessite le test du comportement réversible d'un moteur, et de suivre le plus rapidement possible les consignes du couple de charge, cela afin d'émuler le comportement routier d'un véhicule. Le choix du freinage du moteur asynchrone porte sur une machine à courant continu à excitation séparée pour émuler le couple résistant. L'alimentation de la génératrice MCC génère une force contre électromotrice de freinage E_f dissipée dans un rhéostat avec $P_f = 800\text{W}$.

Le premier objectif de ces expériences est d'évaluer le bon fonctionnement de la MAS en mode sain, avec les paramètres nominaux décrits dans le tableau 4.4. Un test expérimental avec une référence de vitesse variable est illustré par la figure 4.13 avec l'application d'un couple résistant à $t = 20\text{s}$. Au cours de la caractérisation sur le banc d'essai, les correcteurs ont été testés pour offrir de bonnes performances. Après optimisation des paramètres des correcteurs, le moteur offre effectivement un bon suivi des références sur une large plage de vitesse.

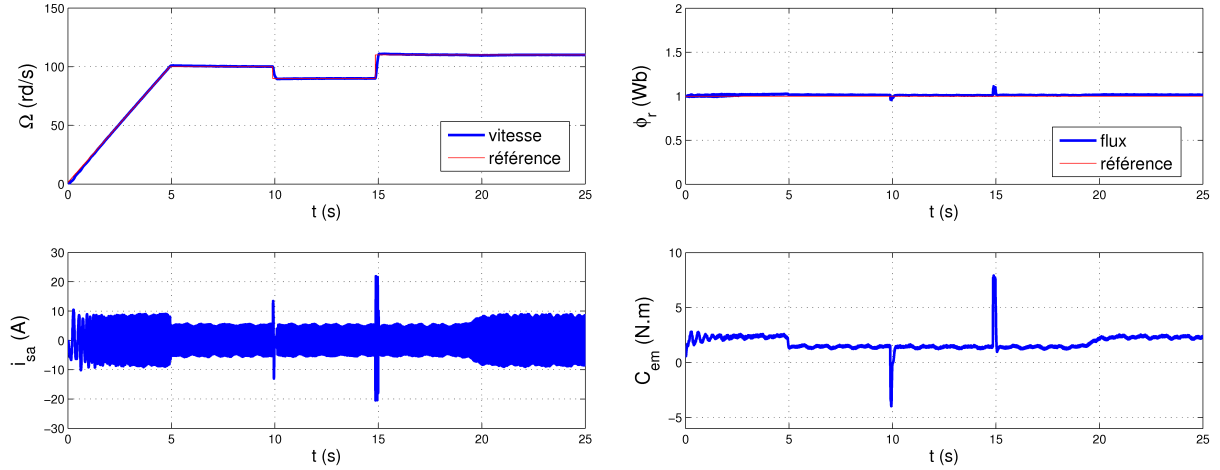


FIGURE 4.13 – Résultats expérimentaux de la Machine Asynchrone sans défauts

TABLE 4.4 – Paramètres des correcteurs pour la commande de la machine

PI vitesse	PI flux	PI couple
$K_p = 8$	$K_p = 3000$	$K_p = 3$
$K_i = 3$	$K_i = 100$	$K_i = 1,5$

4.3 Le fonctionnement de la MAS avec défaut

Un bruit de mesure peut accompagner le signal à chaque transmission de sa valeur. Plus l'écart type (σ) entre le signal utile et le bruit est grand, plus la reconstitution des informations transmises est stable. Si, durant l'échantillonnage numérique, l'écart type entre le signal utile et le bruit est trop réduit, il est alors possible qu'une valeur incorrecte soit détectée et que l'information mesurée par le capteur mécanique soit erronée. Afin d'évaluer l'impact d'un bruit de mesure sur le capteur, on introduit le défaut d'une manière logicielle avec un modèle du bruit sous Simulink. On a pris un bruit de mesure à titre d'exemple d'une variance σ^2 égale à 0,3 avec un bloc "random number", ce qui est suffisant pour perturber les performances du système bouclé. La valeur du SNR correspondante est égale à 30dB.

La figure 4.14 représente les réponses du système lors de l'application d'un défaut intermittent d'une durée de 8 secondes, avec les deux cas de défauts à savoir le bruit de mesure et la baisse exponentielle du gain du capteur. Nous pouvons constater que le défaut bruit génère une distorsion sur la qualité de la mesure (THD pour Total Harmonic Distortion (voir annexe C)) suivant la caractéristique de la figure 4.15.a. La dynamique rapide du bruit ne permet pas au correcteur PI de répondre rapidement à ce défaut, nous pouvons observer que la vitesse mécanique est perturbée avec la présence d'un broutement moteur (audible pour l'utilisateur). Pour une baisse de 30% du gain du capteur, nous pouvons voir un offset sur la vitesse qui signifie que le PI nominal n'arrive pas à garantir le suivi de la référence souhaitée (figure 4.14.b). L'impact de l'erreur de gain sur la vitesse pour plusieurs vitesses de référence est représenté sur la figure 4.15.b.

Nous avons observé que la commande de la vitesse est très perturbée dans le cas du capteur bruité. Par conséquent, sans la compensation de la commande, la vitesse sera perturbée en raison de l'erreur sur l'information du capteur mécanique.

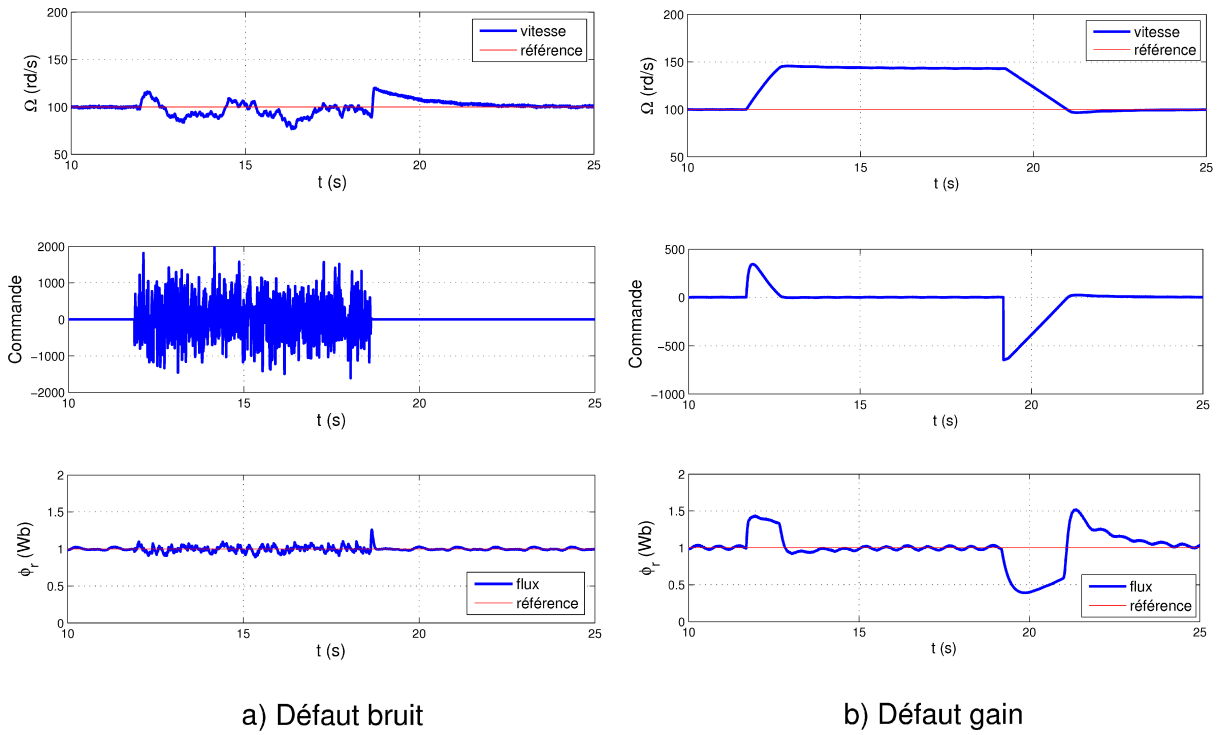


FIGURE 4.14 – Impact d'un bruit de mesure et d'une baisse de 30% du gain du capteur mécanique

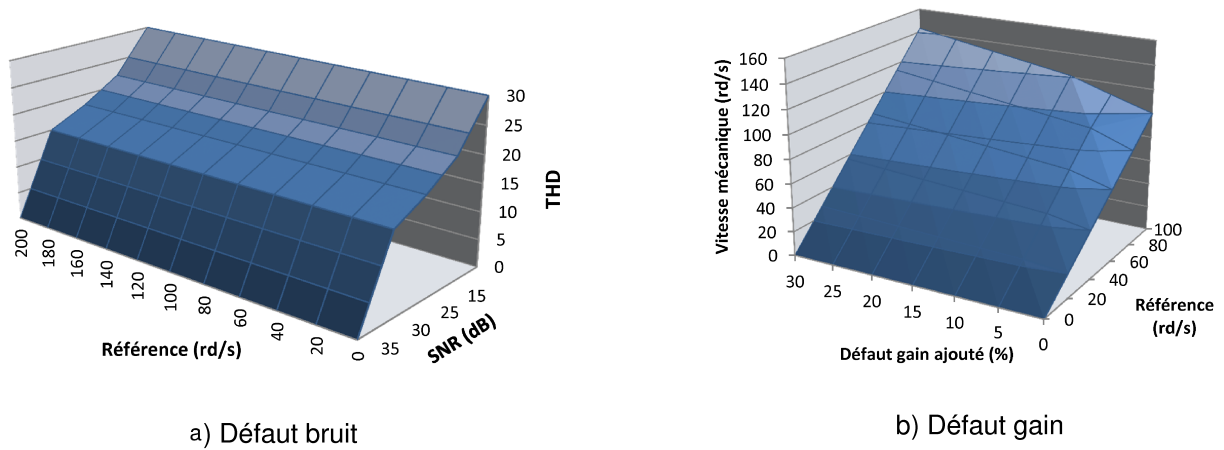


FIGURE 4.15 – Représentation de l'impact d'un bruit de mesure et d'une baisse de 30% du gain du capteur mécanique en fonction de la vitesse de référence

Afin de valider les commandes tolérantes aux fautes, on commence par implémenter le filtre de Kalman étendu sur le banc expérimental.

4.4 Tests des observateurs

4.4.1 Implémentation du filtre de Kalman étendu

Dans cette section, le filtre de Kalman étendu est testé expérimentalement pour l'estimation de la vitesse et du flux de la machine asynchrone dans une large plage de vitesse. L'implémentation de l'observateur EKF implique un nouveau réglage des σ_i dans les matrices de covariances Q et R pour obtenir la meilleure estimation possible des états. Ces nouvelles valeurs ne sont qu'un simple réajustement pour affiner l'estimation, à la fois pour l'état transitoire et l'état stationnaire.

Si une grande précision est requise pour les valeurs de covariance, on peut régler ces valeurs directement en temps réel à différents points de fonctionnement, pour améliorer les résultats. Il convient de noter que d'un point de vue qualitatif il est possible d'observer les cas suivants :

- si R est grande, alors le régime transitoire est plus rapide ;
- si Q est grande, alors le régime transitoire est plus lent ;
- si Q est trop grande, ou si R est trop faible un écart important et même une instabilité peut se produire.

Dans cette partie, les performances d'estimation des états sont représentées sur la figure 4.16. Un couple résistant est appliqué au moteur entre 15 à 35 secondes en ajustant le courant de l'induit de la MCC. Ce test permet d'évaluer la robustesse de l'EKF dans des conditions en charge en fonctionnement en Boucle Ouverte (BO - avec capteur) et en Boucle Fermée (BF - sans capteur). Le calcul du gain de l'observateur est réalisé sous Matlab/Simulink. Les paramètres de la simulation on a choisi un pas fixe de $5 \cdot 10^{-5} s$, qui est suffisamment précis pour assurer une bonne estimation.

Les états observables sont la vitesse, les courants statoriques et le flux rotorique ; le couple électromagnétique est estimé suivant l'équation 2.5. Le test de l'observateur EKF est effectué sur le Benchmark 1, avec un basculement vers une commande sans capteur mécanique entre 12 et 30 secondes. Ce test permet d'évaluer les effets transitoires de la vitesse mécanique lors d'une perte du capteur, éventuellement pour s'assurer de la stabilité du système pour l'application de l'architecture Output FTC.

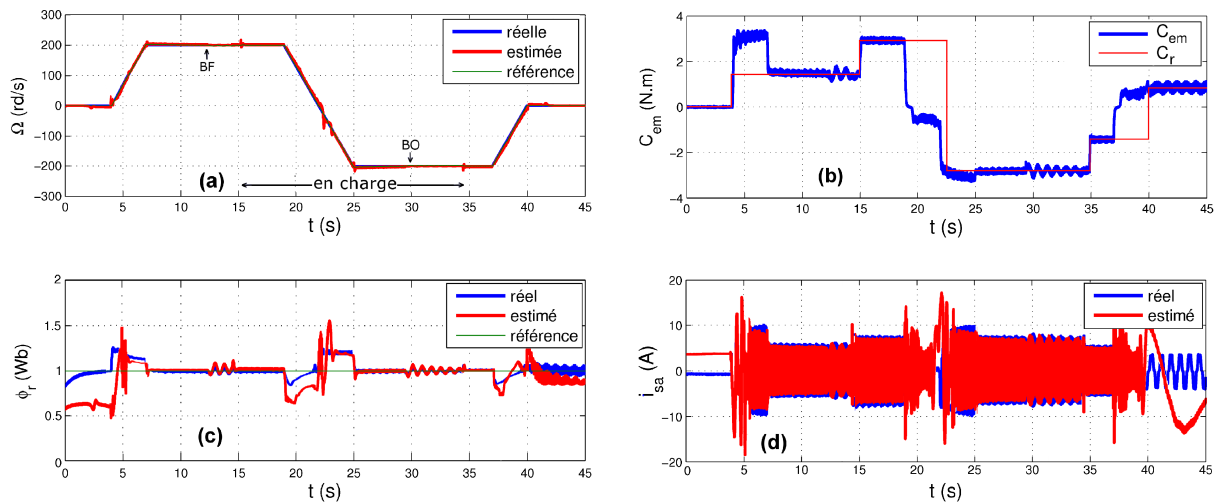


FIGURE 4.16 – Résultats expérimentaux de l'EKF sur le Benchmark 1

L'inversion de la vitesse du moteur se fera en boucle fermée avec un passage rapide par zéro évitant la perte d'observabilité [HIL01]. Les vitesses de référence, réelle et estimée sont reportées ensemble pour la commande avec et sans capteur afin d'évaluer l'erreur d'estimation. Les matrices de covariances sont choisies afin que les erreurs transitoires de vitesse en régime établi soient optimisées. On prendra différentes valeurs de covariances afin d'obtenir une erreur de vitesse quasiment nulle en régime permanent. Avec un bon paramétrage on arrive à atteindre ce compromis avec des valeurs estimées tout à fait satisfaisantes.

4.4.2 Implémentation de l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 (SMO2)

Cette section présente les résultats expérimentaux des variables estimées ($\hat{\phi}_r$ et $\hat{\Omega}$). Les entrées de l'observateur nécessite la mesure directe des tensions d'entrée de la machine, or nous choisirons d'utiliser les signaux de commande des bras de l'onduleur au lieu d'un capteur de tension physique, réduisant l'instrumentation aux deux capteurs de courant.

Les paramètres de l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 et la période d'échantillonnage ont d'abord été étudiés en utilisant le cas particulier du fonctionnement en basses vitesses, cela permet de définir la vitesse du basculement vers le mode estimateur [BAR10][SOL10]. Cela permet également aux constantes de l'observateur d'être vérifiées pour le taux de convergence rapide des valeurs estimées. Par la suite, la vitesse estimée du moteur sera examinée au cours d'un transitoire en basse et haute vitesse avec un pas de simulation suffisamment précis pour assurer une bonne estimation.

La figure 4.17 représente les résultats expérimentaux de l'observateur Sliding Mode d'ordre 2. Un couple résistant est appliqué au moteur entre 15 à 35 secondes au moment du passage par zéro. Ce test permet d'évaluer la bonne observabilité du SMO2 avec le mode estimateur qui s'enclenche pour $-40 < \Omega < 40$ rd/s.

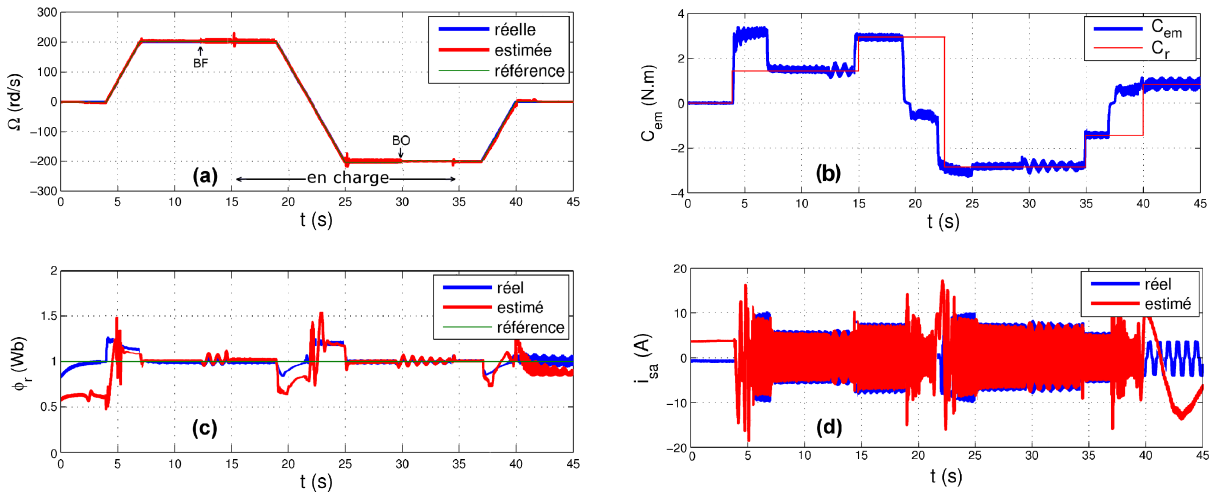


FIGURE 4.17 – Résultats expérimentaux du SMO2 sur le Benchmark 1

4.5. Résultats expérimentaux de l'architecture AFTC

La vitesse estimée converge rapidement et l'erreur d'estimation est de l'ordre de 2% en régime établi, la comparaison avec l'erreur de poursuite de l'EKF est montrée dans la figure 4.18.b. En haute vitesse, cette erreur reste sensible aux transitoires de la vitesse. Néanmoins ces résultats permettent de valider l'observateur Sliding Mode pour les architectures FTC, où le SMO2 sera choisi en basse vitesse pour sa bonne stabilité à vitesse nulle.

Le test du filtre de Kalman étendu sur le Benchmark 3 (figure 4.18.a) montre une perte d'observabilité en boucle fermée à fréquences nulles conformément aux résultats de simulation du chapitre 2 (§3.2.2). En résumé, les résultats expérimentaux obtenus par les deux observateurs démontrent la capacité de fonctionnement à vitesse variable. Avec un choix de l'observateur SMO2 en basse vitesse et l'EKF en haute vitesse.

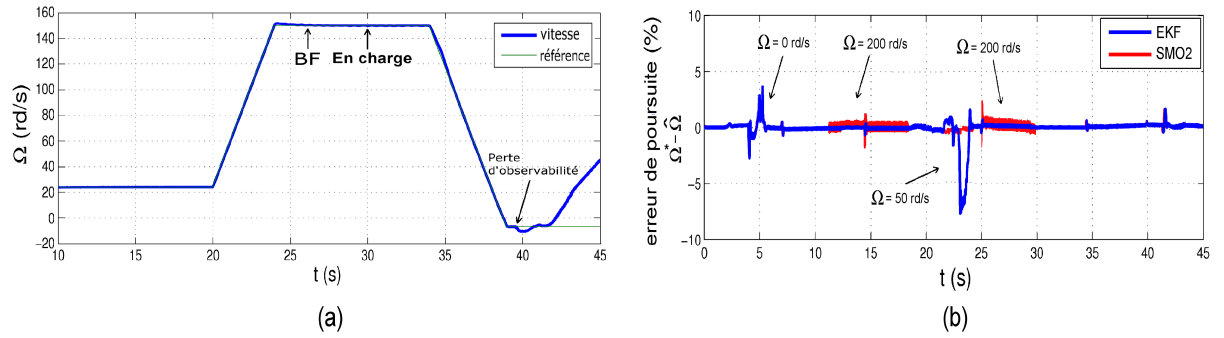


FIGURE 4.18 – Choix des performances des l'observateur EKF et SMO2

4.5 Résultats expérimentaux de l'architecture AFTC

4.5.1 Résultats de l'architecture Hybride FTC

Pour la mise en œuvre de l'architecture Hybride FTC, l'essai expérimental a été réalisé avec un PI et les correcteurs H_∞ d'ordre réduit et fixé. Le correcteur H_∞ d'ordre plein ne sera pas traité en raison de l'ordre élevé de la fonction de transfert du correcteur.

La figure 4.19 présente les résultats expérimentaux de l'Hybride FTC pour le Benchmark 3 comparés aux résultats de simulation. L'étude porte à titre d'exemple sur un bruit de mesure d'un SNR=30dB et d'une baisse de 30% du gain du capteur, appliqués à $t = 25s$ avec l'ajout d'une charge à $t = 30s$.

A partir de $t = 25s$, une baisse de 30% du gain est appliquée; à cet instant, le correcteur H_∞ d'ordre fixé est activé par le mécanisme FDI, le défaut est rejeté malgré sa présence dans la mesure. Cela montre expérimentalement l'efficacité de la méthode FTC et du correcteur robuste avec un mécanisme qui permet le basculement entre la loi de commande classique et la commande tolérante aux fautes.

Les résultats de la figure 4.19 montrent la validité expérimentale de l'approche Hybride FTC, le correcteur H_∞ agit efficacement face à ces défauts. La comparaison avec les résultats de simulation montre bien l'équivalence des deux réponses et renforce le degré d'exactitude d'une étude

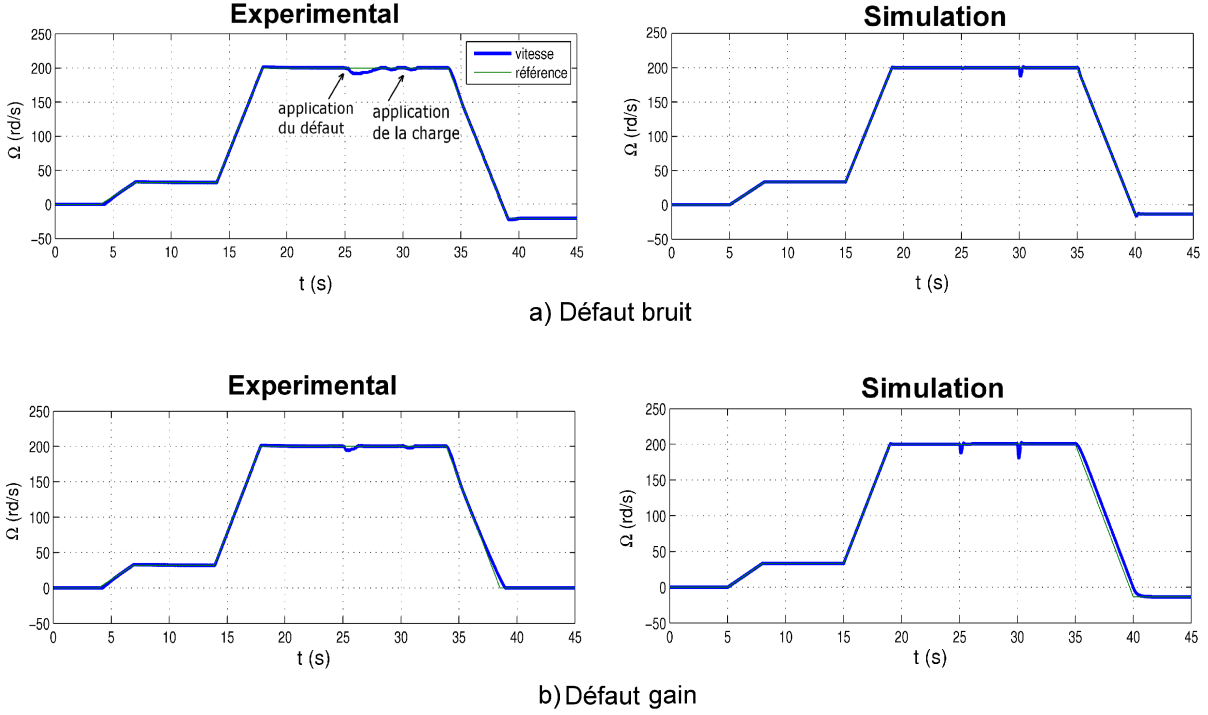


FIGURE 4.19 – Résultats de l'architecture Hybride FTC

par simulation sous Matlab.

Afin d'illustrer le potentiel robuste de la commande, la même expérimentation est effectuée lorsque le système est seulement contrôlé par le correcteur nominal PI, et quand la stratégie FTC est mise en œuvre. Les signaux de la commande pour les deux cas de défaut sont présentés sur les figures 4.20.c et 4.20.d. L'évolution de la commande montre qu'à partir de $t = 25s$, le correcteur robuste H_∞ réduit l'impact du bruit de mesure sur la commande avec un délai très court entre le basculement du PI vers H_∞ , réduisant significativement la création d'un effet transitoire gênant. De même pour une baisse de 30% du gain où le correcteur H_∞ d'ordre fixé est activé au moment de la détection de la baisse du gain, évitant ainsi un offset sur la vitesse.

Pour le module de diagnostic, le résidu est généré par la différence entre le signal du capteur et la vitesse donnée par l'EKF. Le résidu est ensuite traité afin d'améliorer la robustesse et la rapidité de la détection. Les résultats de la figure 4.20.e et .f montrent qu'avant l'application du défaut, le résidu traité est nul et la commande du Switch est bloquée à '0'. Dès l'apparition du défaut, un résidu est généré activant le Switch par une commande bloquée à '1', avec un délai très court (0,1 seconde).

La perturbation sur le signal de commande est ainsi rejetée rapidement malgré la présence du défaut dans la mesure, cela montre la robustesse du mécanisme FDI qui permet le basculement entre le correcteur nominal (PI) vers le correcteur tolérant aux fautes (H_∞).

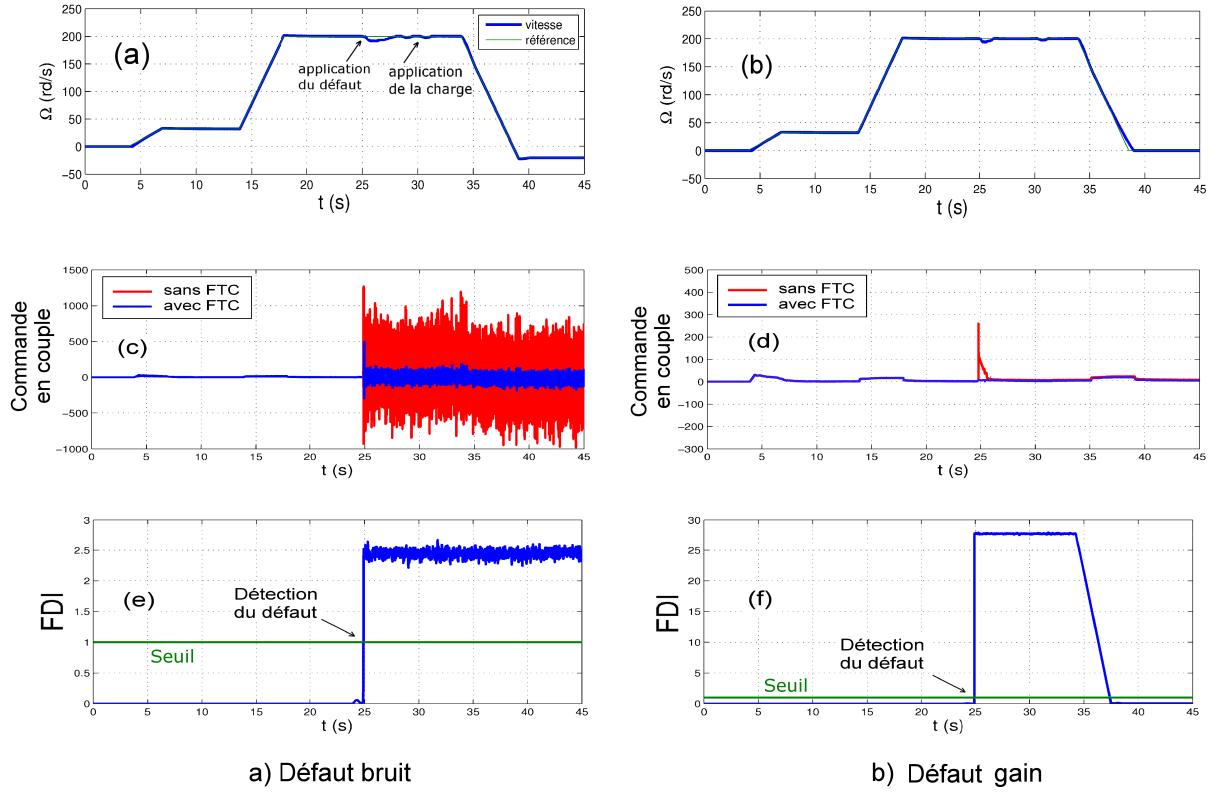


FIGURE 4.20 – Vitesse, commande et le signal de détection du défaut pour l'Hybride FTC

4.5.2 Résultats de l'architecture GIMC

Dans cette section, nous présentons les résultats expérimentaux de l'architecture GIMC pour les défauts bruit et gain. Les résultats de la figure 4.21 montrent la vitesse et le courant statorique testés sur le Benchmark 3 avec l'application du défaut à $t = 25s$ et une charge à $t = 30s$. Avant l'apparition du défaut ($t < 25s$) le résidu est nul et la boucle interne du GIMC est désactivée, rendant la loi de commande de la boucle fermée liée au régulateur nominal (PI).

Lorsque le défaut bruit de mesure est appliqué, la boucle interne active le processus FTC sans aucun effet transitoire sur la vitesse. Les performances sont évaluées en charge pendant le processus FTC ; les résultats expérimentaux montrent une bonne robustesse de l'architecture GIMC vis-à-vis du défaut bruit.

En présence du défaut gain, la commande de la boucle interne rend le système capable de maintenir le suivi de la vitesse de référence. La robustesse du GIMC corrige instantanément l'erreur de poursuite même en présence d'un couple de charge comme le montre la figure 4.21.b.

Les signaux r et q (voir figure 2.32) pour les deux cas de défaut sont représentés dans la figure 4.22. Comme on peut le voir sur la figure 4.22.a, lorsqu'on utilise une structure GIMC pour un défaut bruit, des phénomènes transitoires indésirables apparaissent sur les signaux de commande, entraînant une fluctuation de la qualité de la loi de commande. Ce problème est lié à la discontinuité sur le résidu lors des passages par zéro. Il est donc clair que le niveau de sensibilité du diagnostic vis-à-vis du défaut peut être un avantage en termes de rapidité de détection,

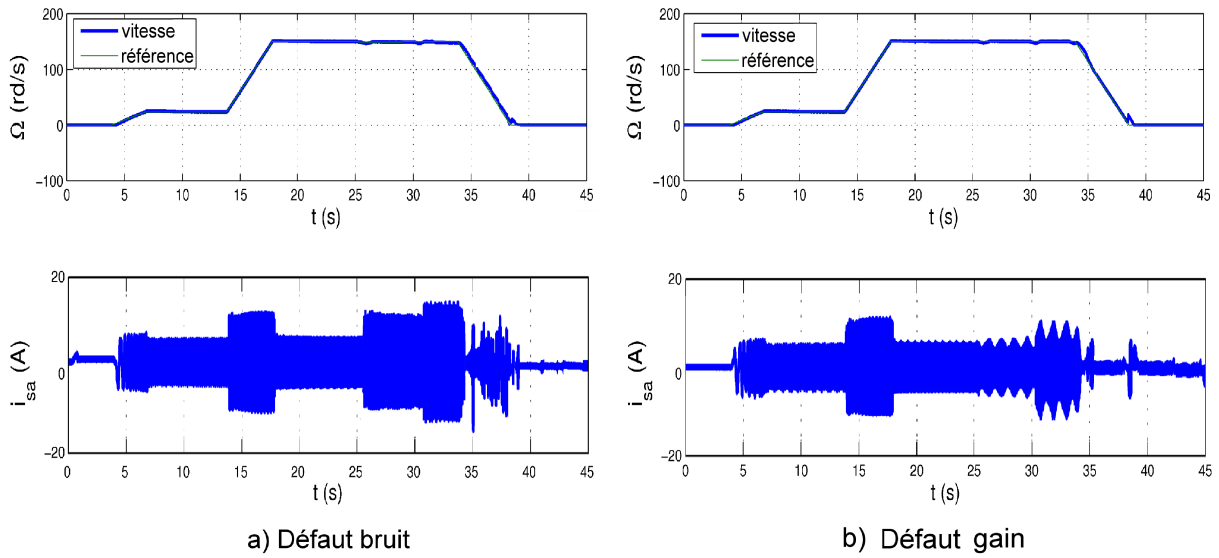


FIGURE 4.21 – Résultats expérimentaux du GIMC

mais peut aussi être un inconvénient vis-à-vis des défauts à dynamique rapide tels que les bruit de mesures. Ce problème ne s'applique pas pour un défaut gain où le signal de résidu est non bruité (voir figure 4.22.d).

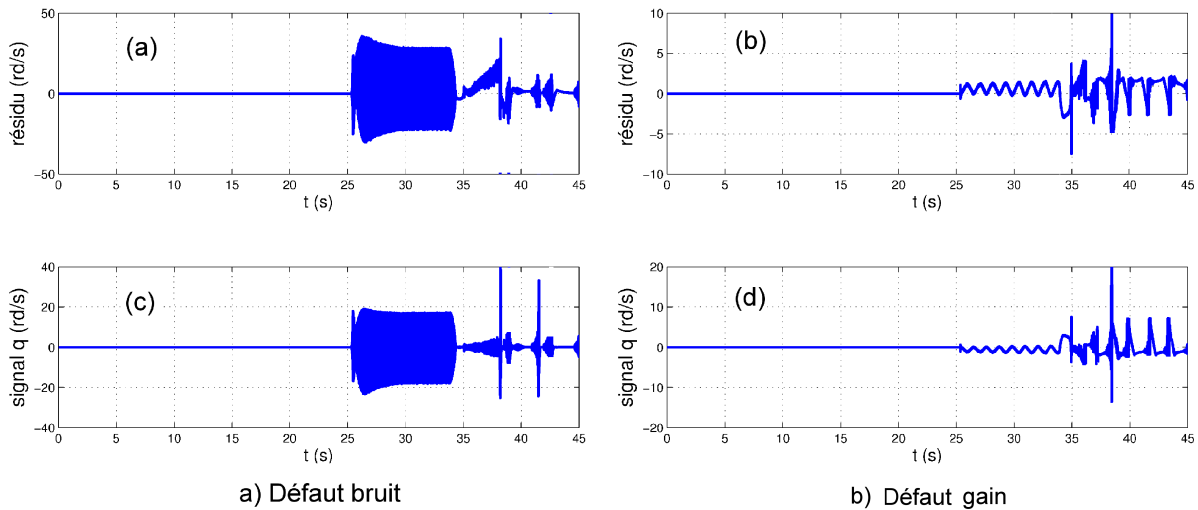


FIGURE 4.22 – Représentation des signaux r et q de l'architecture GIMC

Nous pouvons conclure que le GIMC est facilement implémentable en pratique et représente une solution d'amélioration certaine par rapport aux défauts traités. Néanmoins, la limitation des capacités de calcul de la carte dSPACE impose l'utilisation de la structure GIMC avec un correcteur H_∞ d'ordre fixé. L'implémentation du GIMC avec un correcteur d'ordre réduit (équation 2.75) s'avère difficile en raison de la fonction de transfert d'ordre élevé. Néanmoins, on arrive à implémenter l'architecture Hybride FTC avec le correcteur H_∞ d'ordre réduit.

4.6 Résultats expérimentaux des architectures à base d'algorithme de vote

4.6.1 Algorithme de vote appliqué sur le choix de la vitesse (Output FTC)

La structure FTC à base d'algorithme de vote est évaluée expérimentalement avec les quatre algorithmes : MLV, WA, Euler et NR. Il sera question ici de l'architecture Output FTC de la figure 4.23 avec un vote sur la vitesse pour une perte du capteur mécanique en présence d'un couple résistant entre 300 et 500 secondes.

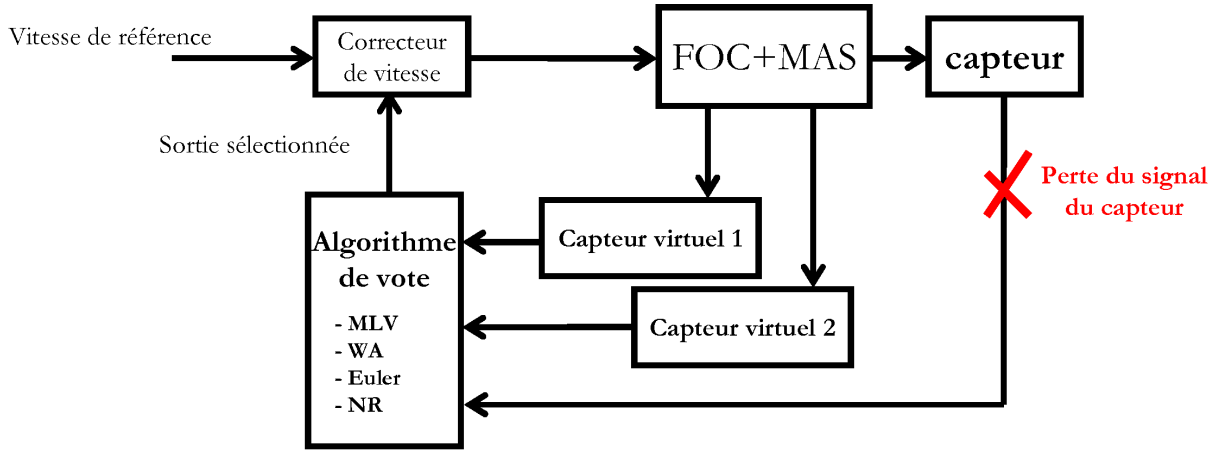


FIGURE 4.23 – Application de l'algorithme de vote sur le choix de la vitesse

Les résultats expérimentaux sont présentés dans les sections suivantes :

Implémentation du vote par maximum de vraisemblance (MLV)

Les deux capteurs de vitesse virtuels sont l'EKF et le SMO2. Les performances de la stratégie MLV sont évaluées pour la perte totale du capteur à des instants différents. La figure 4.24 montre les résultats expérimentaux pour les basses, moyennes et hautes vitesses.

Les résultats expérimentaux montrent comment l'algorithme MLV sélectionne la vitesse appropriée. Dans ce contexte, la sortie du MLV est mis à 1 dans le cas d'un capteur sain. Si le vote est réglé sur 2, l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 est choisi. Sinon, si le vote est réglé sur le niveau 3, le filtre de Kalman étendu est sélectionné.

Les paramètres internes de l'algorithme MLV sont présentés sur la figure 4.25 en se basant sur le calcul présenté dans le chapitre 3 (§3.1.1). Dans la figure 4.25.a, le coefficient de fiabilité du capteur f_{Cap} est fixé à 0,99 car c'est l'entrée la plus fiable. La valeur des deux autres coefficients f_{EKF} et f_{SMO2} sera proportionnelle à la vitesse de référence. Selon l'équation 3.1, lorsque le signal du capteur est perdu (ex : $t = 80s$) un écart important est détecté par rapport à $D_{max,ik}$, la probabilité conditionnelle Δ_{Cap} basculera de sa valeur optimale de 0,99 vers une valeur très faible de 0,005. Pour ce même point de fonctionnement, les probabilités conditionnelles des deux observateurs auront les valeurs de 0,09 pour le Sliding Mode et de 0,065 pour le filtre de

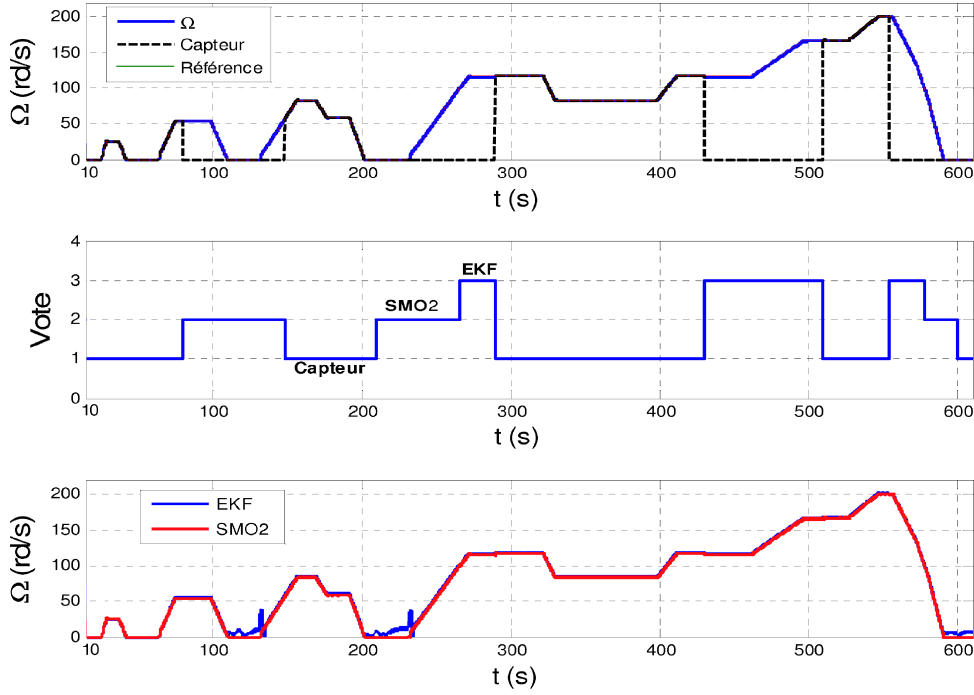


FIGURE 4.24 – Résultats expérimentaux pour l'Output FTC avec l'algorithme MLV pour la perte du capteur mécanique

Kalman étendu. L'algorithme calcule les probabilités instantanées $\chi_{Cap} = 0,03$, $\chi_{EKF} = 0,40$ et $\chi_{SMO2} = 0,56$, la plus grande valeur sera choisie comme sortie de l'algorithme MLV (ici c'est le SMO2 pour le cas défaillant en basse vitesse). Les figures 4.25.a, 4.25.b et 4.25.c résument le reste de la procédure du vote sur tout le profil.

Implémentation du vote par moyenne pondérée (WA)

Les résultats expérimentaux de l'architecture Output FTC utilisant un vote par moyenne pondérée sont présentés sur la figure 4.26. Comme précédemment, le vote est évalué pour la perte du capteur mécanique. Les résultats montrent que l'algorithme proposé possède une bonne régulation de la vitesse en mode sans défaut, et des caractéristiques adéquates pour la perte du capteur sur toute la plage de vitesse. On peut aussi noter qu'à chaque démarrage, il apparaît des oscillations sur la vitesse et un pic de courant. Ces effets sont dus aux performances limitées de l'EKF en basse vitesse qui influe ici négativement sur la sortie pondérée.

La figure 4.27 présente les coefficients de pondération de la méthode WA. Lorsque la perte du capteur survient (ex : $t = 90s$), la pondération w_{cap} s'annule laissant le maximum d'implication aux observateurs. Les pondérations des deux capteurs virtuelles sont quasiment équivalentes.

Implémentation du vote par l'approximation d'Euler et de Newton Raphson (NR)

D'après le principe du vote par l'approximation d'Euler et de Newton Raphson, la précision des résultats dépend de la discrétisation temporelle. Un pas suffisamment petit permettra une approximation de la sortie plus lisse et plus précise, en d'autres termes :

4.6. Résultats expérimentaux des architectures à base d'algorithme de vote

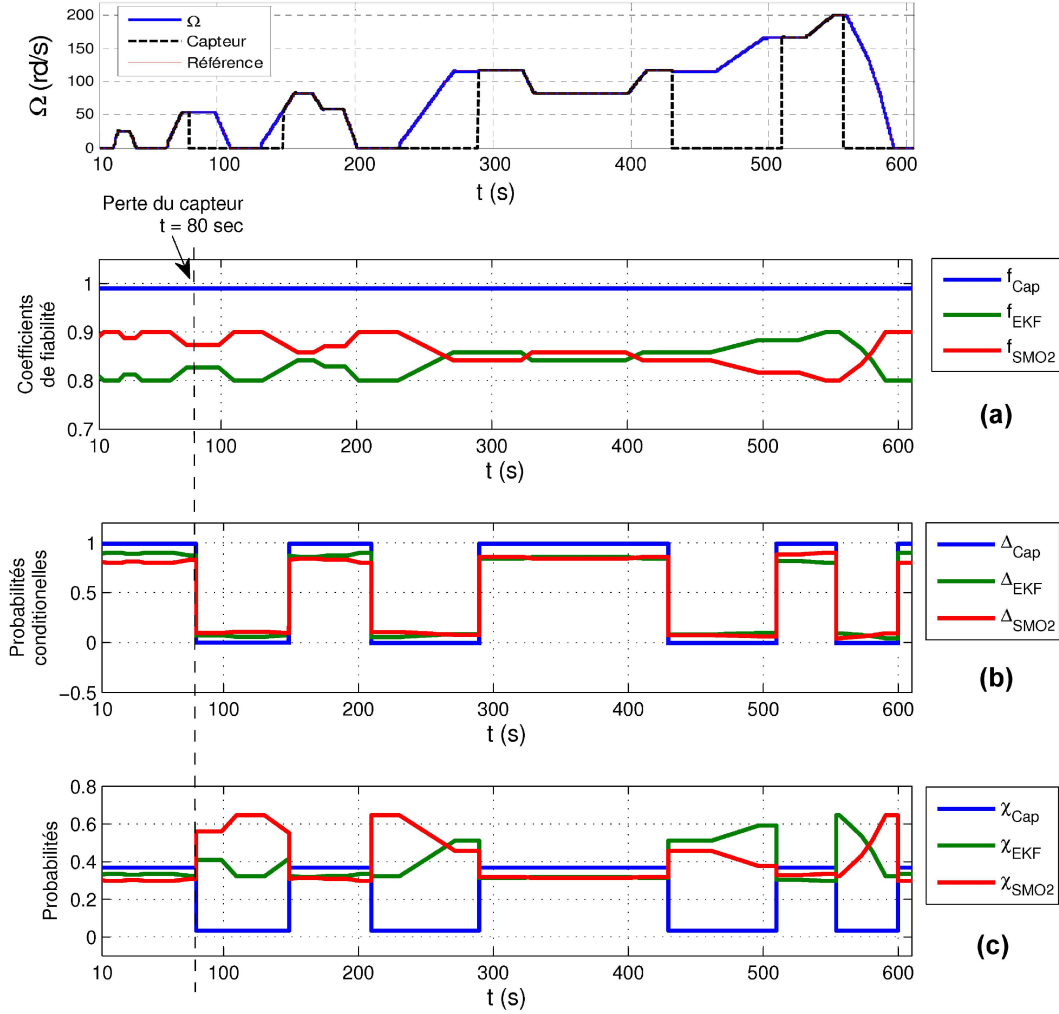


FIGURE 4.25 – Évolution des paramètres f_i , Δ_i et χ_i pour le vote de l'Output FTC

- pour les entrées à états continus (dans notre cas le SMO2 continu), le solveur sera limité par le pas d'échantillonnage choisi lors de changement rapide de l'entrée ;
- pour les entrées à état discret (dans notre cas l'EKF discret), la dérivé continue de l'entrée est une impulsion lorsque la valeur de l'entrée change.

Les résultats de l'Output FTC avec le vote d'Euler et NR sont représentés sur la figure 4.28. Une comparaison rapide permet de dire que le vote avec Euler présente de meilleurs résultats que celui par Newton Raphson. La différence réside dans les transitoires de vitesse lors des régimes de forte accélération ou de décélération ($t = 230s$ et $t = 590s$), accompagnés de pics de courte durée sur le courant.

La logique du vote pour les deux algorithmes est donnée par la figure 4.29 représentant les entrées des deux algorithmes Euler et NR. La logique du vote est générée en comparant les trois entrées (capteur, EKF et SMO2) à la sortie estimée. Un zoom sur une plage de 20 pas d'échantillonnage est présenté à titre d'exemple au moment de la perte du capteur. Cela nous permet de vérifier la procédure du vote décrite dans la figure 3.5 (§3.1.3). Dans les deux cas,

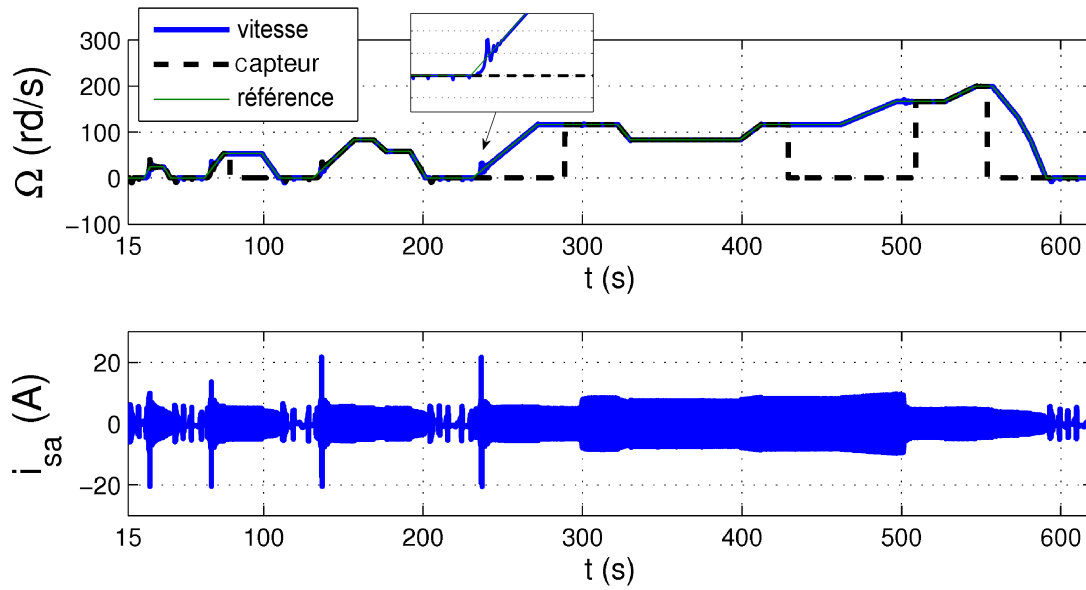


FIGURE 4.26 – Résultats expérimentaux de l'algorithme de vote WA pour la perte du capteur

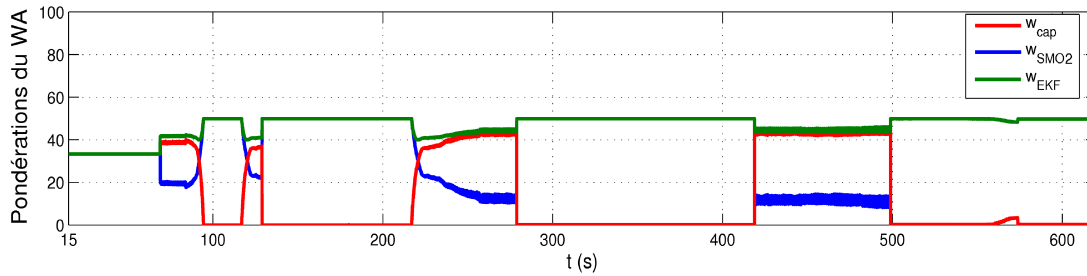


FIGURE 4.27 – Valeurs des pondérations w_i de l'algorithme WA

l'ondulation des signaux entraîne un croisement aléatoire des entrées avec le signal estimé, la logique du vote sera mitigée pour les deux algorithmes (Euler et NR).

Les résultats de cette partie expérimentale de l'architecture Output FTC permet de conclure que le vote par l'algorithme MLV présente les meilleurs résultats par rapport aux autres algorithmes. La différence réside dans la qualité du vote du MLV où la logique de décision est respectée contrairement au vote d'Euler et de NR où le vote reste mitigé. Le WA présente des pics de courant lors des accélérations brusques, cela se reflète sur la vitesse avec des effets transitoires indésirables. Le tableau 4.5 résume les précédents résultats.

TABLE 4.5 – Comparatif des résultats expérimentaux de l'architecture Output FTC

Algorithme	Robustesse	Transitoires de vitesse	Vote
MLV	très bonne	faible	très bon
WA	bonne	moyen	mitigé
Euler	bonne	moyen	mitigé
NR	bonne	moyen	mitigé

4.6. Résultats expérimentaux des architectures à base d'algorithme de vote

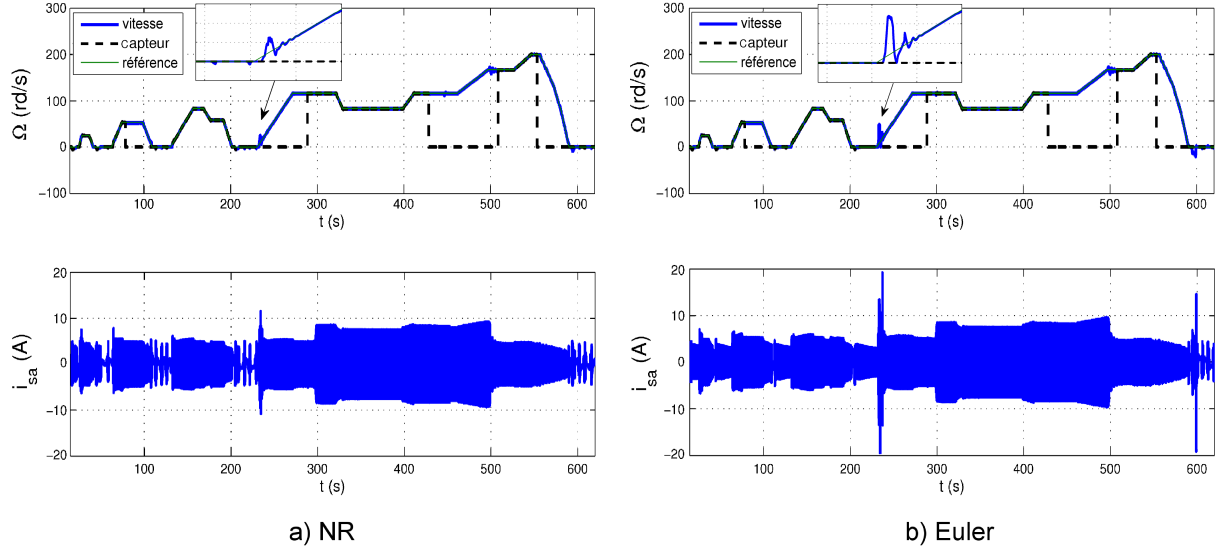


FIGURE 4.28 – Résultats du vote par l'approximation d'Euler et de Newton Raphson pour l'Output FTC

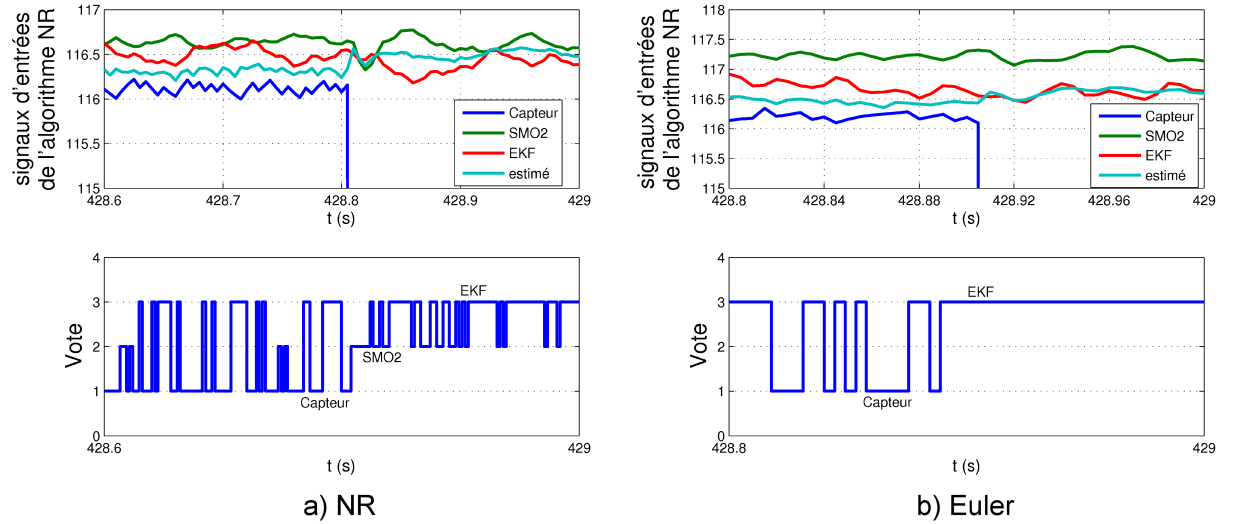


FIGURE 4.29 – Logique de vote pour l'approximation d'Euler et de Newton Raphson

4.6.2 Algorithme de vote appliqué sur la commande (Input FTC)

Les quatre algorithmes de vote sont appliqués sur le signal de la commande du système comme proposé par la structure Input FTC dans le chapitre 3 représenté dans la figure 4.30.

La figure 4.31 montre les résultats de l'Input FTC pour un défaut bruit de mesure et une baisse du gain du capteur appliqués d'une manière aléatoire avec une charge appliquée entre 300s et 500s. Les trois entrées de chaque algorithme sont le PI, le correcteur H_∞ et le GIMC, précédemment synthétisés pour chaque type de défaut.

Le système reste stable malgré les défaillances du capteur. La dynamique du MLV reste ce-

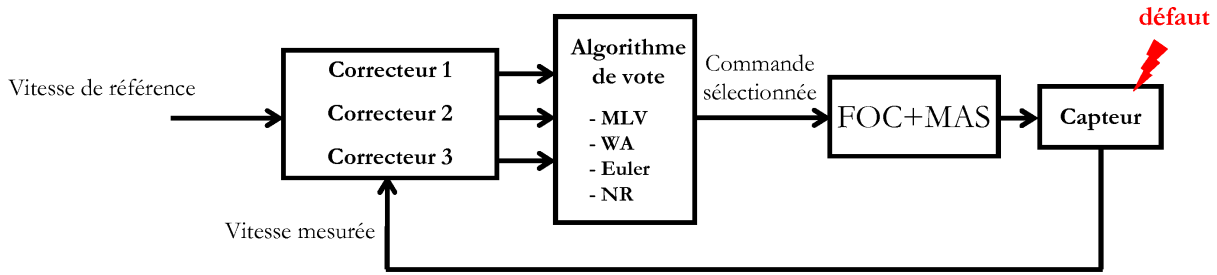


FIGURE 4.30 – Application de l'algorithme de vote sur le choix de la commande

pendant meilleure en raison d'un vote conservatif entre les trois entrées, les autres algorithmes auront un vote plus sensible aux variations brusques, comme lors de l'ajout ou de l'annulation des défauts, mais aussi au moment de l'application d'un couple résistant. L'algorithme WA arrive à stabiliser le système en mode défaillant, mais on remarque une perturbation assez forte dans le cas d'un défaut bruit, surtout au niveau du courant statorique où des surintensités de 20% apparaissent par rapport aux courants résultants avec les autres algorithmes de vote.

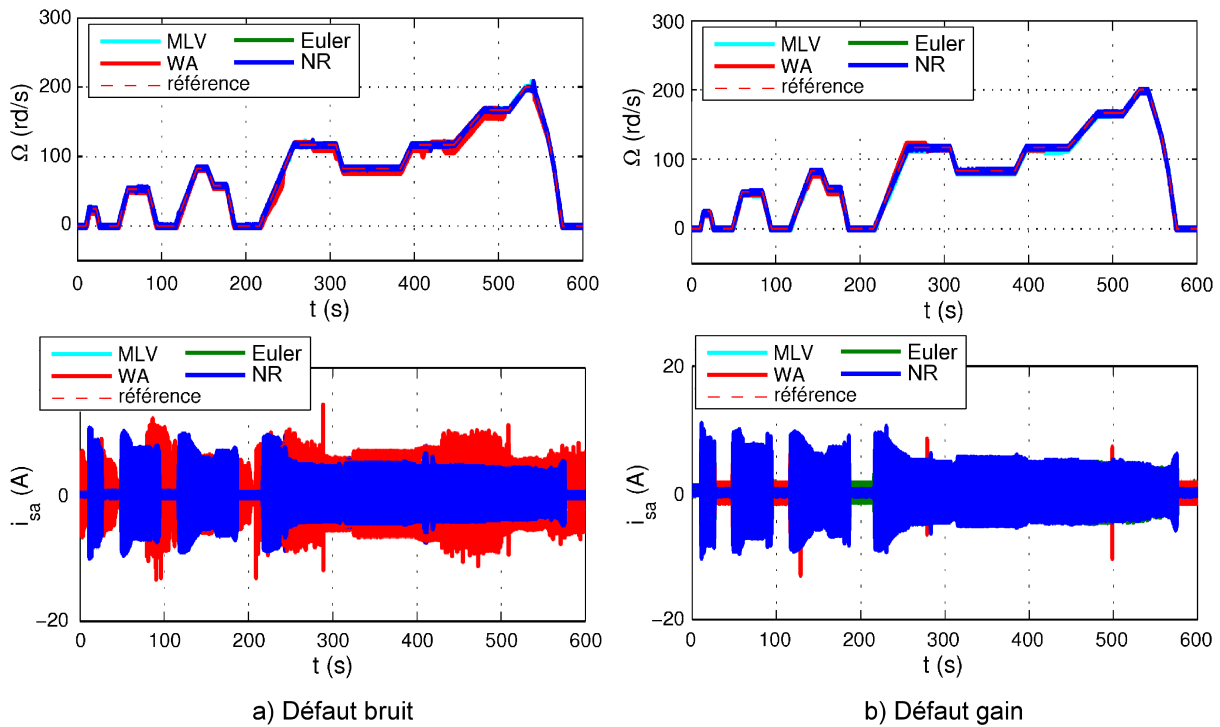


FIGURE 4.31 – Résultats expérimentaux pour l'Input FTC des quatre algorithmes de vote

L'architecture Input FTC à base d'un vote sur le commande permet le test des algorithmes pour une robustification directe de la commande. Les figures 4.32 et 4.33 montrent comment chaque algorithme sélectionne le correcteur approprié selon la présence ou non du défaut.

A partir des résultats expérimentaux obtenus avec l'architecture Input FTC, on peut conclure que :

4.6. Résultats expérimentaux des architectures à base d'algorithme de vote

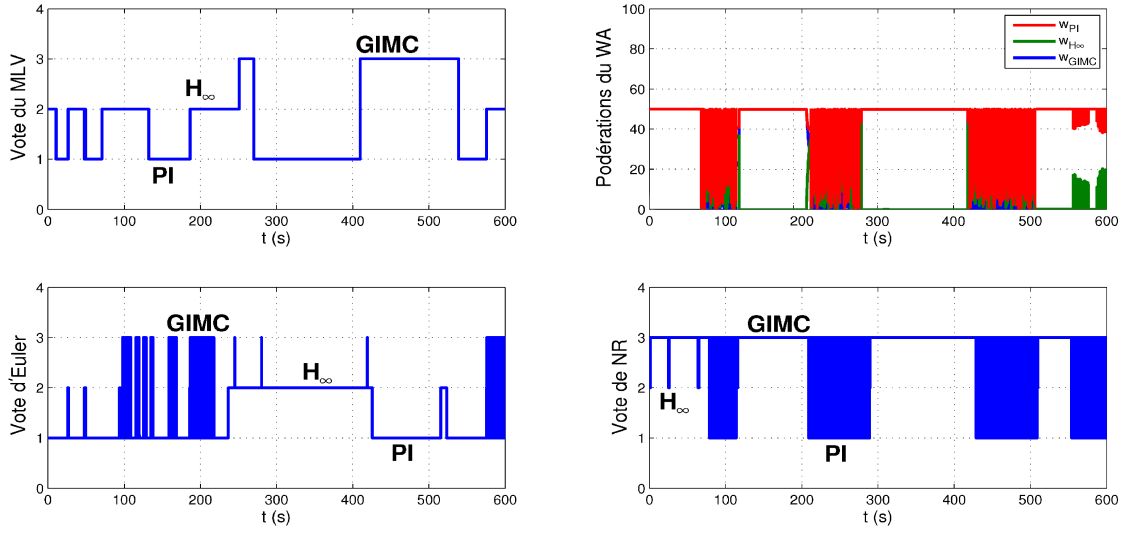


FIGURE 4.32 – Logique de vote des quatre algorithmes pour l'Input FTC avec le défaut bruit

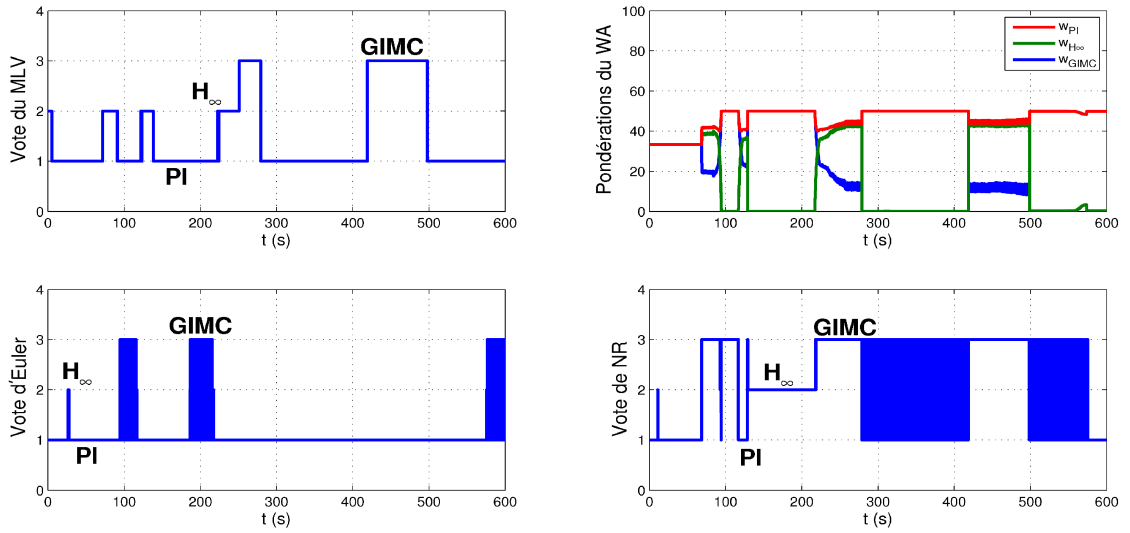


FIGURE 4.33 – Logique de vote des quatre algorithmes pour l'Input FTC avec un défaut sur le gain

- la sortie du MLV choisit le PI dans le cas d'un capteur non défaillant. Si le vote est réglé sur 2 ou 3, les correcteurs H_∞ et GIMC seront choisis à des fins de contrôle robuste, et assure le fonctionnement en présence de défaut ;
- dans le cas du WA, l'ajout d'un bruit de mesure provoque une distorsion dans le calcul des pondérations, tandis qu'un défaut gain a moins d'influence ;
- les votes d'Euler et de Newton Raphson restent toujours perturbés suite au croisement des signaux. Le basculement entre le PI et le GIMC reste cependant discutable en raison d'une équivalence des deux signaux de commande en fonctionnement sans défaut. En effet, le GIMC sera bloqué en fonctionnement du PI nominal lorsque aucun défaut n'est détecté.

Le tableau 4.6 résume les précédents résultats.

TABLE 4.6 – Comparatif des résultats expérimentaux de l'architecture input FTC

Algorithme	Robustesse	Transitoires de vitesse	Vote
MLV	très bonne	faible	bon
WA	moyenne	moyen	mitigé
Euler	très bonne	faible	mitigé
NR	très bonne	faible	mitigé

4.6.3 Architecture hybride à base d'algorithme de vote (Input/Output FTC)

Le résultat de l'architecture hybride est représenté sur la figure 4.34. Il est évalué en présence de deux types de défaut du capteur mécanique : avec la baisse de 10% du gain du capteur suivie par la perte totale du capteur à $t = 430s$. Les résultats pour l'algorithme MLV montrent les différents signaux entre l'entrée et la sortie de la FTC.

Contrairement aux résultats de simulation de l'architecture Input/Output FTC (§3.4), on s'est retrouvé face à une incompatibilité entre l'observateur Sliding Mode et les correcteurs robustes (H_∞ et GMC) lors de la validation expérimentale. Cela s'explique par la dynamique moins rapide du correcteur robuste par rapport au PI, rendant l'observateur SMO2 instable en commande sans capteur.

Comme une perspective de solution, on propose d'utiliser l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 dans sa forme discrète afin d'ajouter un degré de rapidité au niveau d'implémentation en temps réel, cela en analogie avec l'observateur EKF discret avec lequel on n'a pas rencontré ce problème.

4.7 Conclusions

Nous avons présenté dans ce chapitre la phase expérimentale de la thèse. Nous avons tout d'abord présenté le banc expérimental de l'ESTACA avec la partie électromécanique et la partie commande vectorielle directe avec la carte dSPACE 1103 pour le prototype en temps réel.

Ensuite, nous avons présenté la validation expérimentale des commandes tolérantes aux défauts et les approches AFTC que sont l'accommodation et la restructuration de la loi de commande avec les architectures Hybride FTC et GMC. Les résultats expérimentaux des deux architectures confirment l'efficacité des approches proposés qui donnent des résultats similaires aux résultats de simulation. Les bonnes performances de l'observateur EKF ont permis une détection réussie du défaut et une robustification active du système.

Enfin nous avons évalué les algorithmes de vote MLV, WA, Euler et NR, appliqués aux structures Output, Input et Hybride FTC. Chaque algorithme de vote génère des paramètres de réglage pour chaque cas de défaut appliqué (bruit, gain ou perte du capteur). L'observation et l'analyse des grandeurs internes de chaque algorithme de vote a permis de comparer leurs performances pour les différents défaut étudiés par chaque architecture de commande tolérante aux défauts.

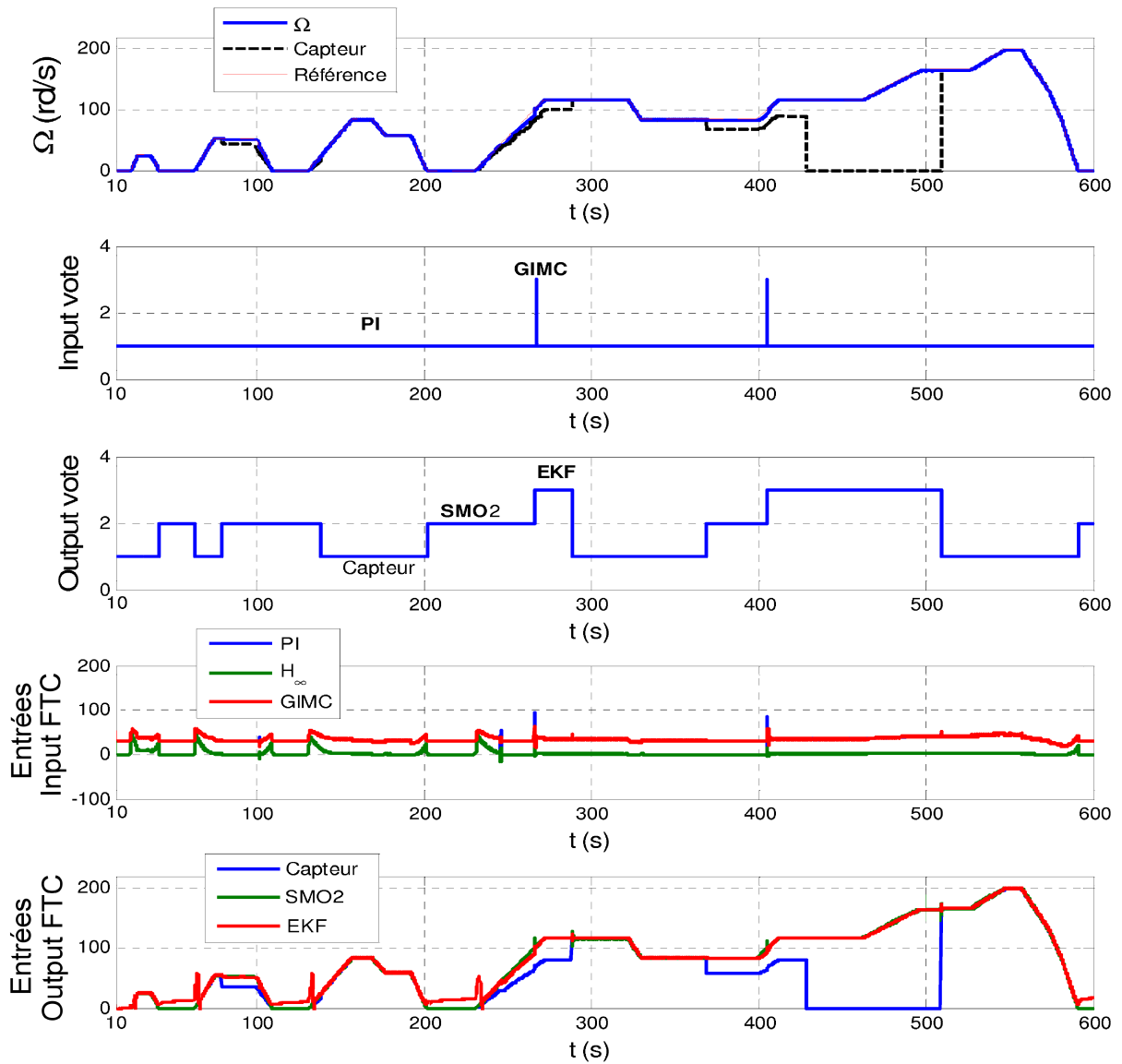


FIGURE 4.34 – Résultats expérimentaux pour le MLV de l'architecture hybride Input/Output FTC

Les résultats expérimentaux (qui confirment ceux obtenus en simulation) sont encourageant pour les structures Output, Input et Input/Output FTC.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse concernent le développement et la validation expérimentale des architectures de commandes tolérantes aux défauts du capteur mécanique pour les applications dans le véhicule électrique. L'application visée ici est la chaîne de traction qui s'appuie sur la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous avons utilisé un ensemble d'approches développées à l'ESTACA pour la tolérance aux défauts à savoir l'hybride FTC, le GIMC et les FTC à bases d'algorithmes de vote. Des approches basées sur la robustification de la commande ; en passant par la partie FDI pour la détection et l'isolation de défaut à base d'observateurs.

En effet, les propriétés les plus importantes des architectures FTC proposées sont la détection en ligne et la tolérance robuste vis-à-vis des différents types de défauts. Cette dernière propriété signifie que lors de la conception d'un système, la commande FTC est synthétisée afin d'assurer la robustesse du système en présence de défaut avec des performances acceptables. Cette idée a été mise en application et a prouvé l'efficacité des approches proposées, faisant des correcteurs robustes de type H_∞ et des algorithmes de vote de parfaits candidats pour assurer la tolérance aux défauts dans les véhicules électriques.

Nos travaux de thèse illustrent les concepts, les définitions et les résultats pour la détection et la tolérance aux défauts. Le concept de base dans les architectures proposées vise à appliquer une reconfiguration de la loi de commande afin de garantir les objectifs de robustesse vis-à-vis des défauts. Le point de départ a été la conception de la méthodologie de surveillance par génération de résidu à base d'observateur, avec des investigations menées en s'appuyant sur les erreurs de vitesse afin d'établir une stratégie générale pour un diagnostic sûr des défauts. Ensuite, nous avons présenté les résultats des travaux menés en simulation et sur un banc expérimental sur trois architectures actives tolérantes aux fautes : l'architecture Hybride FTC, le GIMC et les FTC à base d'algorithmes de vote.

Nous avons validé dans le chapitre 2 l'architecture Hybride FTC en présence de défaut mécanique afin d'accomplir la tâche FTC par commutation entre deux correcteurs, un PI pour le régime nominal et un correcteur de type robuste pour le mode défaillant. L'efficacité et la stabilité de cette méthode a été démontrée sur plusieurs profils en présence de deux types de défaut (un défaut additif et un défaut multiplicatif). Dans cette architecture, trois niveaux de fonctionnement peuvent être identifiés : un niveau faible (niveau des fonctionnalités de base) pour lequel aucun défaut n'est détecté ; un niveau intermédiaire qui détecte le défaut en utilisant les informations d'une signature résiduelle générée par un observateur de diagnostic capable de détecter le défaut sans générer de fausses alarmes ; et un niveau élevé consacré à la robustification de la loi de commande qui a été mise en œuvre avec succès en se basant sur un correcteur de type H_∞ .

Conclusion générale

Une autre architecture de commande tolérante aux fautes a été proposée, cette architecture GIMC diffère de l'hybride FTC par la manière d'activer la stratégie FTC. L'activation de cette dernière est faite d'une manière moins directe que l'Hybride FTC éliminant les effets transitoires et donc les risques d'instabilités. Dans l'architecture GIMC, le correcteur tolérant aux fautes est synthétisé en fonction du correcteur nominal et du correcteur robuste, et agit selon le niveau du signal du résidu. L'inconvénient de cette méthode étant l'ordre du correcteur qui, peut être ramené à une fonction de transfert d'ordre acceptable en utilisant un correcteur H_∞ d'ordre fixé.

Le chapitre 3 traite l'architecture FTC à base d'algorithme de vote. La structure (Output FTC) se base sur la redondance logicielle de deux autres entrées générées par deux observateurs, un filtre de Kalman pour les hautes vitesses et un observateur de type sliding mode d'ordre 2 pour les basses vitesses. Une nouvelle structure (Input FTC) a été mise en place avec une application des algorithmes de vote sur le signal de commande (Input FTC) ; la redondance sera alors basée sur les correcteurs robustes décrits précédemment (H_∞ et GIMC). Une approche (Input/Output FTC) a été proposée en se basant sur l'hybridation des deux précédentes architectures. Quatre algorithmes de vote ont été testés en présence de plusieurs défauts du capteur mécanique tout en menant une étude comparative de ces méthodes afin de montrer les avantages et les limites de chaque méthode. Nous avons pu en conclure que l'algorithme de vote du Maximum de Vraisemblance (MLV) donne de très bons résultats et arrive à satisfaire les exigences de robustesse, de performance et de stabilité du système en présence de plusieurs types de défaut.

Afin de valider expérimentalement les architectures de contrôle proposées dans les chapitres précédents, le chapitre 4 présente le banc expérimental développé à l'ESTACA, dédié spécifiquement à la traction électrique à l'aide d'une machine asynchrone. Nous avons testé et validé expérimentalement les trois architectures FTC sur des profils dédiés aux tests des véhicules électriques européens. Les résultats obtenus avec les tests de robustesse vis-à-vis des défauts ont montré l'efficacité des lois de commande proposées en présence de trois types de défauts (bruit de mesure, baisse exponentielle du gain et la perte totale du capteur).

Ce travail est loin d'être achevé et il reste plus de points théoriques à examiner qu'il n'en a été résolu jusqu'ici. L'analyse des résultats de cette thèse montre cependant que d'autres perspectives peuvent être envisagées en s'appuyant sur ce travail. A court terme, nos objectifs sont les suivants :

- le développement de l'observateur Sliding Mode sous sa forme discrète afin de poursuivre l'étude comparative pour l'approche hybride (Input/Output FTC) avec les trois autres algorithmes de vote (Euler, NR et WA) ainsi que l'étude de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.
- l'extension des travaux de diagnostic sur toute la chaîne de traction du véhicule, avec des défauts capteurs électriques (courant/tension), des défauts actionneurs...etc. En proposant une architecture GIMC MIMO (Multi-Input/Multi-Output) pour toute la chaîne de traction électrique en intégrant les sources d'énergie.
- l'introduction de la notion de diagnostic quantitatif dans les algorithmes de vote, en ajoutant une analyse par logique floue, réseau de neurones ou par reconnaissance de formes. Cela induit l'utilisation d'approche d'identification par signatures résiduelles afin de traiter plusieurs types de défauts pouvant toucher la chaîne de traction.
- le développement/l'évaluation de la commande FTC lors des phases de freinage du véhicule électrique .

Bibliographie

- [ABB12] ABB Entrelec, “Catalogue technique – capteur de courant - capteur de tension,” 2012.
- [ADE12] Comparateur des véhicules neufs (énergie, CO_2 , polluants ...). *www.carlabelling.ademe.fr*, m.à.j. 2012.
- [AGU82] J. Aguilar and R. Lopez De Mantaras, “The process of classification and learning the meaning of linguistic descriptors of concepts,” Approximate Reasoning in Decision Analysis, pp. 165-175, North Holland, Netherland, January 1982.
- [AHM11] A.S. Ahmed, B. Mirafzal and N.A.O. Demerdash, “Fault Tolerant Technique for Δ -Connected AC-Motor Drives,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, pp. 1034-1041, June 2011.
- [AKR10] A. Akrad, “Analyse et synthèse d’un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat de l’Université Paris-Sud 11, Janvier 2010.
- [AKR11] A. Akrad, M. Hilaret and D. Diallo, “Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1416-1427, April 2011.
- [ALI90] D.F. Mc Allister, C.E. Su and M.A. Vouk, “Reliability of voting in fault-tolerant software systems for small output-spaces,” IEEE Transaction on Reliability, vol. 39, no. 5, pp. 524-534, December 1990.
- [ALI12] S. A. Ali and N. Langlois, “Passive fault tolerant control strategy using adaptive sliding mode control. Application to diesel engine air path,” 2nd IEEE Australian Control Conference, pp. 186-191, Sydney, Australia, November 2012.
- [ALW11] H. Alwi, C. Edward and C.P. Tan, “Fault Tolerant Control and Fault Detection and Isolation,” Advances in Industrial Control , pp. 7-27, 2011.
- [ALW13] Alwi and C. Edwards, “Fault tolerant control of an octorotor using LPV based sliding mode control allocation,” IEEE American Control Conference, pp. 6505-6510, Washington, USA, June 2013.
- [ALL05] Y.L. Allaert, M. Hilaret and D. Diallo, “Commande d’une machine asynchrone tolérante aux défauts du capteur mécanique,” Congrès Électrotechnique du Futur, Grenoble, France, 2005.
- [ALM13] S. Almeida, R. E. Araùjo, “Fault-Tolerant Control Using Sliding Mode Techniques Applied to Multi-Motor Electric Vehicle,” 39th IEEE Industrial Electronics in CONtrol, Vienna, Austria, November 2013.
- [AND03] P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué and J.I. Perat, “Switched reluctance drives for electric vehicle applications,” Renewable Energy and Power Quality Journal, vol. 1, pp. 3731-3737, April 2003.

Bibliographie

- [APK93] P. Apkarian, “Éléments de la théorie de la commande robuste,” support de cours, 1993.
 pierre.apkarian.free.fr/COURS/polysae.pdf
- [APK06] P. Apkarian and D. Noll, “The H_∞ control problem is solved,” rapport d’activité, Office National d’Etudes et de Recherches Aéronautiques, Toulouse, France, 2006.
 www.math.univ – toulouse.fr/ ~ noll/PAPERS/solved.pdf
- [AST07] A. Astolfi, “A new look at model reduction by moment matching for linear systems,” 46th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 4361–4366, New Orleans, USA, December 2007.
- [AVE14] Avere France.
 www.france-mobilite-electrique.org/les-ventes-de-voitures-electriques-en-france,291.html, m.à.j. 2014.
- [AVI77] A. Avizienis and L. Chen, “On the implementation of N-version programming for software fault-tolerance during program execution”, IEEE International Computer Software and Application Conference, vol. 77, pp. 149-155, Chicago, USA, November 1977.
- [AZI10] T. Azib, “Contribution à l’étude d’électro-générateurs à pile à combustible,” Thèse de Doctorat de l’Université Paris-Sud 11, Septembre 2010.
- [BAB98] R. Babuska, “Fuzzy modeling for control,” Control Engineering Technology and Systems, Kluwer Academic publishers, vol. 12, 1998.
- [BAK96] G.A. Baker and P. Graves-Morris, “Padé Approximants,” Encyclopedia of Mathematics and its Applications, 2nd edition, no. 59, 1996.
- [BAO10] H. Bao, “Contribution aux méthodes de synthèse de correcteurs d’ordres réduits sous contraintes de robustesse et aux méthodes de réduction de modèles pour la synthèse robuste en boucle fermée,” Thèse de Doctorat de l’Université de Grenoble, Novembre 2010.
- [BAP13] B.R.O. Baptista, M.B. Abadi, A.M.S. Mendes and S.M.A. Cruz, “The performance of a three-phase induction motor fed by a three-level NPC converter with fault tolerant control strategies,” 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp. 497-504, Valencia, Spain, August 2013.
- [BAR10] J.P. Barbot, “Une brève épistémologie d’une théorie de l’observation et ses conséquences sur l’observation des systèmes dynamiques hybrides,” Support de cours, École Nationale Supérieure de l’Electronique et de ses Applications, France, Avril 2010.
- [BAR09] M. Barcaro, N. Bianchi and F. Magnussen, “PM Motors for Hybrid Electric Vehicles,” The Open Fuels & Energy Science Journal, vol. 2, pp. 135-141, 2009.
- [BAR11] N. Barkat, “Méthodes analytiques de détection des défauts dans les systèmes boucles : Application à un système électrotechnique,” Magistère en Électrotechnique de l’Université de Batna, Février 2011.
- [BEL12] P.E. Strohl et A.W. Langevin, “Projet BelHySyMa Belt Hybrid System Management : Gestion du système hybride à courroie,” Service Presse Valéo, Avril 2012.
- [BEN96] S.M. Bennett, R.J. Patton, S. Daley and D.A. Newton, “Torque and flux estimation for a rail traction system in the presence of intermittent sensor faults,” IEEE International Conference on Control, vol. 1, pp. 72-77, U.K., England, September 1996.
- [BEN99] S. Bennani, R. Van Der Sluis, G. Schram and J. Mulder, “Control law reconfiguration using linear parameter varying control,” American Institute of Aeronautics & Astronautics, Guidance Navigation and Control Conference and Exhibit, pp. 977-983, Portland, USA, August 1999.

- [BEN12] O. Benzineb, "Sur la commande tolérante aux défauts des machines asynchrones : Une approche implicite," *Revue Internationale de Génie Electrique*, vol. 15, no. 6, pp. 633-658, Décembre 2012.
- [BER96] E. Bernauer, "Les réseaux de neurones et l'aide au diagnostic : un modèle de neurones boucles pour l'apprentissage de séquences temporelles," Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, Octobre 1996.
- [BER12] H. Berriri, M.W. Naouar and I. Slama-Belkhodja, "Easy and fast sensor fault detection and isolation algorithm for electrical drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 490-499, February 2012.
- [BEZ81] J. Bezdek, "Pattern recognition with fuzzy objective function," Plenum Press edition, New York, USA, 1981.
- [BIS95] C. Bishop, "Neural networks for pattern recognition," Oxford University Press, New York, USA, 1995.
- [BIS04] G. Biswas, M.O. Cordier, J. Lunze and L. Trave-Massuyes, "Diagnosis of complex systems : Bridging the methodologies of the FDI and DX communities," *IEEE SMC Transactions - Part B, Special issue*, vol. 34, no. 5, pp. 2159-2162, October 2004.
- [BLA01] M. Blanke, M. Staroswiecki and N.E. Wu, "Concepts and methods in fault-tolerant control," *IEEE American Control Conference*, vol. 4, pp. 2606-2620, Arlington, USA, June 2001.
- [BLA11] M.A. Rodriguez-Blanco, A. Claudio-Sanchez, D. Theilliol, L.G. Vela-Valdes, P. Sibaja-Teran, L. Hernandez-Gonzalez and Aguayo-Alquicira, "A Failure detection strategy for IGBT based on gate-voltage behavior applied to a motor drive system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1625-1633, May 2011.
- [BOC06] C.D. Bocaniala and V. Palade, "Computational Intelligence Methodologies in Fault Diagnosis : Review and State of the Art," Springer, Berlin, 2006.
- [BOU05] M. Boukhnifer, "Architecture de commandes bilatérales pour un système de microtéléopération," Thèse de Doctorat de l'Université d'Orléans, Décembre 2005.
- [BOU08] D. Boutat, "Linéarisation pour l'estimation," Les journées DYCOEC - Automatique et Chaos, ENSIB, Décembre 2008.
- [BOU11] M. Boukhnifer, A. Chaibet and C. Larouci, "Experimental H_∞ robust control of aerial vehicle flight," *IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 242-247, Corfu, Greece, June 2011.
- [BOU12a] M. Boukhnifer, A. Raisemche, "Fault tolerant control for induction motor in electrical vehicle," *IEEE international Conference on Control Applications*, pp. 136-141, Dubrovnik, Croatia, October 2012.
- [BOU12b] D. Boutat, "La stabilité des systèmes hybrides et observateurs hybrides," support de cours, École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Bourges, 2012.
- [BOU13a] M. Boukhnifer, A. Raisemche and D. Diallo, "Fault tolerant control design of induction motor drive in electrical vehicle : A hybrid control approach," *21st IEEE MEDiterranean conference on control and automation*, pp. 40-45, Chania, Greece, June 2013.
- [BOU13b] M. Boukhnifer and A. Ferreira, "Fault tolerant control of a teleoperated piezoelectric microgripper," *Asian Journal of Control*, Vol. 15, no. 3, pp. 888-900, May 2013.
- [BOY09] E. Boyere, "Réduction de modèle en dynamique linéaire et non linéaire," Manuel de référence, Fascicule r5.06 : Dynamique en base modale, Septembre 2009. www.code-aster.org/V2/doc/v9/fr/man_r/r5/r5.06.01.pdf

Bibliographie

- [BUC01] G. Buche, "Commande vectorielle de machine synchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink," *Memoire d'ingenieur C.N.A.M. en Automatisme Industriel*, Grenoble, France, Mars 2001.
- [BUC08] D. Bucherl, R. Nuscheler, W. Meyer and H. Herzog, "Comparison of Electrical Machine Types in Hybrid Drive Trains : Induction Machine vs. Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE International Conference on Electrical Machines*, pp. 1-6, Vilamoura, Portugal, September 2008.
- [CAL12] B. McCallum, E. Anderson Iver, X. Youwen, J.M. Kramer, W.D. Dennis and W. Tang, "Permanent magnet with low or no dysprosium for high temperature performance," the Ames Laboratory, Patent Application, United States Department of Energy, USA, December 2012.
- [CAO12] , R. Cao , C. Mi and M. Cheng, "Quantitative Comparison of Flux-Switching Permanent-Magnet Motors With Interior Permanent Magnet Motor for EV, HEV, and PHEV Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 8, pp. 2374-2384, August 2012.
- [CAR91] N.P. Carrete and J. Aguilar-Martin, "Controlling selectivity in non-standard pattern recognition algorithms," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 21, no. 1, pp. 71-82, January 1991.
- [CAS03] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," *Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon*, Décembre 2003.
- [CAS02] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra and A. Tani, "FOC and DTC : two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779-787, September 2002.
- [CAS08] D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "Optimal Fault-Tolerant Control Strategy for Multi-Phase Motor Drives Under an Open Circuit Phase Fault Condition," *IEEE Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, vol. 63, no. 1, pp. 1-6, Vilamoura, Portugal, September 2008.
- [CEI01] Norme CEI Internationale 72-1, "Dimensions et séries de puissances des machines électriques tournantes," 6^{ème} édition, 2001.
webstore.iec.ch/preview/info_iec60072-1%7Bed6.0%7Db.img.pdf
- [CFP12] cfpelech, "Expert VE - GMP : Motorisation électrique et onduleur,"
www.expert-ve.fr/moteur-onduleur-ve.html, m.à.j. 10/2012.
- [CHA94] L. Chang, "Comparison of AC drives for electric vehicles - a report on experts opinion survey", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 9 , no. 8, pp. 7-11, 1994.
- [CHA02] M. Chadli, D. Maquin and J. Ragot, "An LMI formulation for output feedback stabilization in multiple model approach," 41st IEEE Conference on Decision and Control, vol. 1, pp. 311-316, Nevada, USA, 2002.
- [CHA08] K.T. Chau, C.C. Chan and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2246 - 2257, June 2008.
- [CHA13] A. Chaibet and M. Boukhnifer, "Experimental passive fault tolerant control for gyroscope system," *IEEE MEDiterranean conference on control & Automation*, pp. 167-172, Chania, Greece, June 2013.

- [CHI05] J. Chiasson, "Modeling and High-Performance Control of Electric Machines," IEEE Series on Power Engineering, 1st edition, Wiley-Interscience, ISBN-13 : 978-0471684497, 2005.
- [CHE99] J. Chen and R.J. Patton, "Robust model based fault diagnosis for dynamic systems," Springer, 3rd edition, academic publishers, Boston, USA, 1999.
- [CHO80] E. Y. Chow, "A failure detection system design methodology," PhD Thesis of the Massachusetts Institute of Technology, October 1980.
- [CHO84] E. Y. Chow and A.S. Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 29, no. 7, pp. 603-614, July 1984.
- [CHO99] S. Cholakal and C. Xiang, "Fault tolerant control of electric power steering using H_∞ filter-simulation study," 35th IEEE Industrial Electronics CONFERENCE, pp. 1549-1554, Porto, Italy, November 2009.
- [CIE07] J. Cieslak, "Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts - Application à un système aéronautique," Thèse de Doctorat de l'université Bordeaux 1, Juillet 2007.
- [COC00] V. Cocquempot and C. Christophe, "On the equivalence between observer-based and parity space approaches for FDI in non-linear systems," IFAC Safe process Symposium, pp. 232-237, Budapest, Hungary, 2000.
- [COR04] M.O. Cordier, P. Dague, F. Lévy, J. Montmain, M. Staroswiecki and L. Travé-Massuyès, "Conflicts versus analytical redundancy relations : A comparative analysis of the model-based diagnosis approach from the artificial intelligence and automatic control perspectives," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics - Part B, vol. 34, no. 5, pp. 2163-2177, October 2004.
- [COU10] G. Couturier, "Bruit en électronique," 7^{ème} Rencontre du Réseau des Électroniciens de l'IUT de Bordeaux, France, Juin 2010.
- [DAA03] J. Daafouz, P. Riedinger and C.Iung, "Stabilizing switched control design with performances," IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, France, 2003.
- [DAR13] G. Darding, "Présentation du cycle d'homologation NEDC - Thème : Réglementation," Fil d'actualité : en direct de l'industrie automobile, 2013.
www.guillaumedarding.fr/presentation-du-cycle-d-homologation-nedc-8979202.html
- [DAV66] E. Davison, "A method for simplifying linear dynamic systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 11, no. 1, pp. 93-101, January 1966.
- [DEL96] S. Delprat et T.M. Guerra, "Le Véhicule Hybride du LAMIH," rapport de projet, Laboratoire d'Automatique, de Mécanique et d'Informatique Industrielles et Humaines, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 1996.
- [DEL08] D.U. Campos-Delgado, D.R. Espinoza-Trejo and E. Palacios, "Fault tolerant control in variable speed drives : a survey," IET Electric Power Applications, vol. 2, no. 2, pp. 121-134, March 2008.
- [DEL13] C. Delpha, C. Hao and D. Diallo, "SVM based diagnosis of inverter fed induction machine drive : A new challenge," 38th IEEE Industrial Electronics CONFERENCE, pp. 3931-3936, Montreal, Canada, October 2012.

Bibliographie

- [DEN98] T. Denoeux, M. Masson and B. Dubuisson, "Advanced pattern recognition techniques for system monitoring and diagnosis : a survey," *Journée Européenne des Systèmes Automatisés*, vol. 31, no. 9-10, pp. 1509–1539, 1998.
- [DEU03] P. Deuskiewicz and S. Radkowski, "On-line condition monitoring of a power transmission unit of a rail vehicle," *Mechanical Systems and Signal Processing journal*, Vol. 17, no. 6, pp. 1321-1334, November 2003.
- [DIA04] D. Diallo, M.E.H. Benbouzid and A. Makouf, "A Fault-Tolerant Control architecture for induction motor drives in automotive applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 6, pp. 1847-1855, November 2004.
- [DIA10] M.B. Dias and A.T. Figueiredo, "Multiplicative noise removal using variable splitting and constrained optimization," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 19, no. 7, pp. 1720-1730, July 2010.
- [DJE07] M. A. Djeziri, "Diagnostic des systèmes incertains par l'approche Bond Graph," *Thèse de Doctorat de l'Université de Lille*, Décembre 2007.
- [DOR10] D.G. Dorrell, M. Popescu, L. Evans, D.A. Staton and A.M. Knight, "Comparison of permanent magnet drive motor with a cage induction motor design for a hybrid electric vehicle," *IEEE International Power Electronics Conference*, pp. 1807-1813, Sapporo, Japan, June 2010.
- [DOY96] J. Doyle, "Robust and optimal control," *35th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, pp. 1595-1598, Kobe, Japan, December 1996.
- [DSP14] dSPACE, "DS1103 PPC Controller Board," 2014.
www.dspace.com/fr/fra/home/products/hw/singbord/ppcconbo.cfm
- [DUB13] E. Dubrova, "Fault tolerant design", Springer edition, ISBN-13 : 978-1461421122, March 2013.
- [DUC99] G. Duc et S. Font, "Commande H_∞ et μ -analyse," ISBN 2-7462-0041-4, Hermes, 1999.
- [DUM02] G.A. Dumont and M. Huzmezan, "Concepts, methods and techniques in daptive control," *IEEE American Control Conference*, vol.2, pp. 1137-1150, USA, 2002.
- [DUM06] P.E. Dumont, A. Aitouche, R. Merzouki and M. Bayart, "Fault Tolerant Control on an Electric Vehicle," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 2450-2455, Mumbai, India, December 2006.
- [EBR01] A. Ebron and R. Cregar, "The alternative energy eMagazine : Introducing hybrid technology," *National Alternative Fuels Training Consortium*, 2001.
- [ECK91] D.E. Eckhardt, A.K. Caglayan, J.C. Knight, D.L.Lee, D.F. McAllister, M.A. Vouk and J.P.J. Kelly, "An experimental evaluation of software redundancy as a strategy for improving reliability," *IEEE Transactions Software Engineering*, Vol. 17, no. 7, pp. 692-702, 1991.
- [ELF10] A. Elfadili, F. Giri, L. Dugard, H. Ouadi and A. El Magri, "Régulation de vitesse d'une machine asynchrone avec optimisation de la référence de flux," *6^{ème} Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, Nancy, France, Juin 2010.
- [ESP07] E.R. Espino, 'Sur la stabilité des systèmes hybrides et la stabilisation par commutation,' *Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse*, Décembre 2005.
- [ESP08] D.R. Espinoza and D.U. Campos-Delgado, "Active fault tolerant scheme for variable speed drives under actuator and sensor faults," *IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 474-479, San Antonio, USA, September 2008.

- [ESP12] C. Espanet, "Le moteur-roue électrique," Revue 3EI, Janvier 2011.
- [FAV04] E. Favre, "Mesures électriques – solution au capteurs de courant," Revue LEM , pp. 49-54, 2004.
- [FEL07] R. Fellouah, "Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats," Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, Décembre 2007.
- [FIC36] R.A. Fisher, "The use of multiple measurements in taxonomic problems," Annals of Eugenics, vol. 7, pp. 179-188, 1936.
- [FIN12] T. Finken, M. Felden and K. Hameyer, "Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles," IEEE International Conference on Electrical Machines, pp. 1-5, Vilamoura, Portugal, September 2008.
- [FIX51] E. Fix and J.L. Hodges, "Discriminatory analysis : Non-parametric discrimination," USAF School of Aviation Medicine, technical report, California, USA, 1951.
- [FLO07] T. Floquet and J.P. Barbot, "Super Twisting algorithm based step by step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown outputs," International Journal of System Science, vol. 38, no. 10, pp. 803-815, 2007.
- [FON14] C. Fontaine, "Automotive fuel economy improvement by micro hybridization," Transport Research Arena, Paris, France, April 2014.
- [FRA00] P.M. Frank, "Fault diagnosis for linear systems," Encyclopedia of Life Support Systems, vol. 16, Germany, 2000.
- [FRA04] O. Français, "Détection Synchrone," Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Electronique et Electrotechnique, pp. 6, Paris 2004.
www.esiee.fr/ francaio/enseignement/dsynch/I4_dsinc.pdf
- [FRA08] D. Fragkoulis, "Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : Application sur un système non linéaire," Thèse de Doctorat de l'Université Toulouse 3, novembre 2008.
- [FU94] J.R. Fu and T.A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1267-1274, October 1994.
- [GAD11] S.A. Gadsden and S.R. Habibi, "Model-based fault detection of a battery system in a hybrid electric vehicle," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-6, Chicago, USA, September 2011.
- [GAN02] S. Ganguli, A. Marcos and G. Balas, "Reconfigurable LPV control design for boeing 747-100/200 longitudinal axis," IEEE proceedings of the American Control Conference, vol. 5, pp. 3612-3617, May 2002.
- [GAO12] Z. Gao, B. Jiang, S. Peng Shi, L. Jianye and X. Yufei, "Passive Fault-Tolerant Control Design for Near-Space Hypersonic Vehicle Dynamical System," Circuits, Systems & Signal Processing, vol. 31, no. 2, pp. 565-581, April 2012.
- [GAH11] P. Gahinet and P. Apkarian, "Decentralized and fixed-structure H_∞ control in MATLAB," 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, pp. 8205-8210, Orlando, USA, December 2011.
- [GAR03] X.T. Garcia, G. X. del Toro, B. Zigmund, A.A. Terlizzi, R. Pavlanin and L. Salvatore, "Comparison between FOC and DTC strategies for permanent magnet synchronous motors," Advances in Electrical and Electronic Engineering, pp. 76-81, 2003.

Bibliographie

- [GAS06] P. Gaspar and J. Bokor, "A fault-tolerant rollover prevention system based on an LPV method," *International Journal of Vehicle Design*, vol. 42, no. 4, pp. 392-412, 2006.
- [GEI13] J. Geier, "Define Minimum SNR Values for Signal Coverage," Wireless-Nets Independent Consulting.
www.wireless-nets.com/resources/tutorials/define_SNR_values.html, m-à-j 2013.
- [GEN04] S. Gentil, J. Montmain and C. Combastel, "Combining FDI and AI approaches within causal-model-based diagnosis," *IEEE Transaction on System, Man and Cybern, Part B : Cybernetics*, vol. 34, no. 5, pp. 2207-2221, October 2004.
- [GER91] J. Gertler, "Analytical redundancy methods in fault detection and isolation," *IFAC Conference on Fault Detection, Supervision and Safety*, pp. 9-22, Germany, 1991.
- [GHA97] L. El-Ghaoui, F. Oustry and M. Ait-Rami, "A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 8, pp. 1171-1176, August 1997.
- [GHA04] M. Ghanes, A. Girin and T. Saheb, "Original Benchmark for sensorless induction motor drives at low frequencies and validation of high gain observer," *IEEE American Control Conference*, vol. 1, pp. 71-75, Boston, USA, June 2004.
- [GHA10] M. Ghanes, J.P. Barbot, J. Deleon and A. Glumineau, "A robust output feedback controller of the induction motor drives : new design and experimental validation," *International Journal of Control*, vol. 83, no. 3, pp. 484-497, September 2010.
- [GHE13] A. Gheorghe, A. Zolghadri, J. Cieslak, P. Goupil, R. Dayre and H. Le Berre, "Model-Based Approaches for Fast and Robust Fault Detection in an Aircraft Control Surface Servo Loop : From Theory to Flight Tests," *IEEE Control Systems*, vol. 33, no. 3, pp. 20-84, Mai 2013.
- [GHO11] M. Gholami, V. Cocquempot, H. Schioler and T. Ba, "Passive Fault Tolerant Control of Piecewise Affine Systems Based on H Infinity Synthesis," *18th IFAC World Congress*, Vol. 18, no. 1, pp. 3084-3089, Milano, Italy, August 2011.
- [GLU12] A. Glumineau, R. Boisliveau et L. Loron, "Plate-forme d'essais : Commande de machine électriques," *Ecole Centrale de Nantes*.
www2.irccyn.ec-nantes.fr/BancEssai/, m-à-j Novembre 2012.
- [GRA01] E. Grassi, T. S. Kostas, S. Dash, S.V. Gaikwad, W. MacArthur and W. Stein, "Integrated system identification and PID controller tuning by frequency loop shaping," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 9, no. 2, 285-294, March 2001.
- [GRA05] G. Graton, "Diagnostic des systèmes à l'aide d'observateurs à mémoire finie. Application au Common Rail," *Thèse de Doctorat de l'Université d'Orléans*, Décembre 2005.
- [GRI99] M.J. Grimble and M.A. Johnson, "Algorithm for PID controller tuning using LQG cost minimization," *IEEE American Control Conference*, vol. 6, pp. 4368-4372, California, USA, June 1999.
- [GUA11] L. Guang-Jin, "Contribution à la conception des machines électriques à rotor passif pour des applications critiques : modélisations électromagnétiques et thermiques sur cycle de fonctionnement, étude du fonctionnement en mode dégradé," *Thèse de Doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan*, Juillet 2011.
- [GUI11] J. Guillet, "Etude et réduction d'ordre de modèles linéaires structurés Application à la dynamique du véhicule," *Thèse de Doctorat de l'Université de Mulhouse-Colmar*, Octobre 2011.

- [HAD07a] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 56, no. 1, pp. 81-88, January 2007.
- [HAD07b] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili and Srairi, "Analysis, Modeling and neural network traction control of an electric vehicle without differential Gears," IEEE International Electric Machines & Drives Conference, pp. 854-859, Antalya, Turkey, May 2007.
- [HAD13] A. Haddad, A. Aitouche and V. Cocquempot, "Hierarchical diagnosis for an overactuated autonomous vehicle," Conference on Control and Fault-Tolerant Systems, pp. 613-618, Nice, France, October 2013.
- [HAL05] R. Hallouzi, V. Verdult, R. Babuska and M. Verhaegen, "Fault detection and identification of actuator faults using linear parameter varying models," 16th IFAC World Congress, vol. 16, no. 1, pp. 1821-1821, Prague, Czech Republic, July 2005.
- [HAN12] P. Hanna, "Synthèse de Bruits", support de cours, Laboratoire Bordelais de Recherche en Informatique, Bordeaux 1, 2012.
www.labri.fr/perso/hanna/Teaching/slidesTM_SB.pdf
- [HEL09] E. Hellström, M. Ivarssonb, J. Aslunda and L. Nielsen, "Look-ahead control for heavy trucks to minimize trip time and fuel consumption," Control Engineering Practice, vol. 17, no. 2, pp. 245-254, February 2009.
- [HEN14] D. Henry, J. Cieslak, A. Zolghadri and D. Efimov, "A non-conservative H_-/H_∞ solution for early and robust fault diagnosis in aircraft control surface servo-loops," Control Engineering Practice, February 2014.
- [HET07] L. Hetel, "Stabilité et commande robuste des systèmes à commutation," Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy, Novembre 2007.
- [HIL01] M. Hilairet, "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, Novembre 2001.
- [HIL06] M. Hilairet, D. Diallo and M.E.H. Benbouzid, "A self-reconfigurable and fault-tolerant induction motor control architecture for hybrid electric vehicles," International Conference on Electrical Machines, Chania, Greece, September 2006.
- [HIL06] T. Hilaire, "Analyse et synthèse de l'implémentation de lois de contrôle-commande en précision finie," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, Juin 2006.
- [HIS04] K. Hising-Chia and C. Hui-Kuo, "A new symbiotic evolution-based fuzzy- neural approach to fault diagnosis of marine propulsion systems," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 17, pp. 919-930, 2004.
- [HOL05] C.W.J. Hol and C.W. Scherer, "A sum-of-squares approach to fixed-order H_∞ synthesis," Lecture Notes in Control and Informatics Science, vol. 312, 2005.
- [HOW99] L.H. Howang, "Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motors drives," 34th IEEE Conference Record of the Industry Application, vol. 2, pp. 1245-1252, Phoenix, USA, October 1999.
- [HYB12] Projet HYBRELEC, "HYBride REchargeable ELECtrique," Valeo, MOV'EO, 2012.
www.pole-moveo.org/pdf-projets-das/Hybrelec-F.pdf
- [HYH08] Projet HyHIL, "HyHIL : nouvelle plate-forme d'essais dédiée au développement de véhicules hybrides," IFP Énergies nouvelles, D2T, 2008.
www.ifpennergiesnouvelles.fr/.../HyHIL.pdf

Bibliographie

- [IBA01] S. Ibaraki and M. Tomizuka, "Tuning of a Hard Disk Drive Servo Controller Using Fixed-Structure H_{∞} Controller Optimization," Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 123, pp. 544-549, September 2001.
- [IBR11] S. Ibrahim, A.D. Antoni and H. Takashi, "Simulation-Based Analysis of Short Circuit Fault in Parallel-Series Type Hybrid Electric Vehicle," International Conference on Advanced Power System Automation and Protection, vol. 3, pp. 2045-2049, Beijing, China, October 2011.
- [ICH09] D. Ichalal, "Estimation et diagnostic de systèmes non linéaires décrit par un modèle de Takagi-Sugeno," Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy, Novembre 2009.
- [ISE97] R. Isermann and P. Balle, "Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes," Control Engineering Practice, vol. 5, pp. 709-719, 1997.
- [ISE05] R. Isermann, "Model-based fault detection and diagnosis for diesel engines", Annual Review in Control, no. 29, pp. 71-85, 2005.
- [ISE06] R. Isermann, "Fault-Diagnosis Systems", Springer, ISBN-10 3-540-24112-4, 2006.
- [ISS11] I. Issury, "Contribution au développement d'une stratégie de diagnostic global en fonction des diagnostiqueurs locaux : Application à une mission spatiale," Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux I, Juillet 2011.
- [ITO02] D. Ito, J. Georgie, J. Valasek and D.T. Ward, "Re-entry vehicle flight control design guidelines :dynamic inversion," Technical report NASA/TP-2002-210771, NASA 2002.
- [JAK00] L.B. Jack and A.K. Nandi, "Genetic algorithms for feature extraction in machine condition monitoring with vibration signals," IEEE Vision & Image Signal Processing, vol. 147, no. 3, pp. 205-212, August 2000.
- [JAK02] L.B. Jack and A. K. Nandi, "Fault detection using support vector machines and artificial neural networks, augmented by genetic algorithms," Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 16, no. 2-3, pp. 373-390, March 2002.
- [JAN97] J. Jang, C. Sun and E. Mizutani, "Neuro-fuzzy and soft computing," Prentice Hall, edition 1, ISBN-13 : 978-0132610667, USA, 1977.
- [JIA12] J. Jiang and X. Yu, "Fault-tolerant control systems : A comparative study between active and passive approaches," Annual Reviews in Control, vol. 36, no. 1, pp. 60-72, April 2012.
- [JON05] C.N. Jones, "Reconfigurable flight control," Technical report, Cambridge University Engineering Department, 2005.
- [KAN04] S. Kanev, "Robust fault-tolerant control," PhD Thesis, University of Twente, March 2004.
- [KAN11] S. Kanthalakshmi and V. Manikandan, "Fault Tolerant Control Design for Simultaneous Actuator and Sensor Faults Using Multiple MPCs," IEEE International Conference on Process Automation, Control and Computing, pp. 1-6, Coimbatore, India, July 2011.
- [KHE11] A. Khelassi, "Nouvelle méthodologie de synthèse de lois de commande tolérante aux fautes garantissant la fiabilité des systèmes," Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy, Juillet 2011.
- [KIM12] J.H. Kim, "PMA-syn type traction motor," Higen Motors, KR, Electric Vehicle Symposium, LA, USA, May 2012.

- [KIO94] H.N. Koivo, "Artificial neural networks in fault diagnosis and control," Control Engineering Practice, vol. 1, pp. 89-101, 1994.
- [KLE87] J. De Kleer and B.C. Williams, "Diagnosing multiple faults," Artificial Intelligence, no. 32, pp.173-177, July 1987.
- [KNI86] J.C. Knight and N. G. Leveson, "An experimental evaluation of the assumption of independence in multi-version programming," IEEE Transactions on Software Engineering, Vol. SE-12, no. 1, pp. 96-109, January 1986.
- [KOR04] J. Korbicz, J.M. Koscielny, Z. Kowalczyk and W. Cholewa, "Fault Diagnosis : Models, Artificial Intelligence, Applications," Springer, ISBN-13 : 978-3540407676, Berlin, 2004.
- [KOW05] M. Kowal and J. Korbicz, "Robust fault detection using neuro-fuzzy networks," IFAC World Congress, pp. 185-190, Prague, Czech Republic, July 2005.
- [KRI92] R. Krishnan, "Criteria for the comparison of motor drive systems in motion control," International Conference on Intelligent Control and Instrumentation, vol. 1, pp. 127-133, Singapore, 1992.
- [LAN07] K. Land, "La boîte de vitesse - dossier : Le couple résistant," 2007.
korrigantand.pagesperso - orange.fr/.../synchro.htm, m-à-j Avril 2007.
- [LAP05] P.A. Laplante, "Comprehensive Dictionary of Electrical Engineering - Second Edition," CRC Press, ISBN : 13 : 978-0-8493-3086-5, Mars 2005.
- [LAR08] B. Larroque, "Observateurs de systèmes linéaires : Application à la détection et localisation de fautes," Thèse de Doctorat de l'Université Toulouse 3, Septembre 2008.
- [LE10] H.B. Le, "Contribution aux méthodes de synthèse de correcteurs d'ordres réduits sous contraintes de robustesse et aux méthodes de réduction de modèles pour la synthèse robuste en boucle fermée," Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, Novembre 2010.
- [LEE08] J.M. Lee and B.H. Cho, "Power system structure and control strategy for fuel cell hybrid vehicle," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1331-1335, Rhodes, Greece, June 2008.
- [LEI03] D.J. Leith, "Issues in the design of switched linear control systems : A Benchmark study," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 17, no. 2, pp. 103-118, March 2003.
- [LER03] Leroy-Somer, "LSK D.C. motors Installation and maintenance," Technical catalogue, 2003.
www.leroy - somer.com/documentation _pdf/1744c _en.pdf
- [LER06] Leroy-Somer, "Enclosed asynchronous three-phase motors for speed variation," Technical catalogue, 2006.
www.motralec.com/telecharger/Airwell _LSMV.pdf
- [LER11] A. Lerat, "Reduced-order models for linear dynamics and control in aerodynamics," Thèse de Doctorat de l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Juin 2011.
- [LER13] Leroy-Somer, "Moteurs asynchrones triphasés à haut rendement pour variation de vitesse LSMV," catalogue technique, 2013
www.leroy-somer.com/documentation _pdf/4981 _fr.pdf
- [LEU95a] G.M.H. Leung, B.A. Francis and J. Apkarian, "Bilateral controller for teleoperators with time-delay via μ -synthesis," IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol. 11, no. 1, pp.105-116, February 1995.

Bibliographie

- [LEU95b] Y.W. Leung, "Maximum likelihood voting for fault tolerant software with finite output space", *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 44, no. 3, pp. 419-427, September 1995.
- [LIA02] F. Liao, J.L. Wang and G.H. Yang, "Reliable robust flight tracking control : An LMI approach," *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 76-89, August 2002.
- [LIA03] H.Liang, K.T. Chong, T.S. No and S.Y. Yi, "Vehicle longitudinal brake control using variable parameter sliding control," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 4, pp. 403-411, April 2003.
- [LOU14] R. Loureiro, S. Benmoussa, Y. Touati and R. Merzouki, "Integration of fault diagnosis and fault-tolerant control for health monitoring of a class of MIMO intelligent autonomous vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 1, pp. 30-39, January 2014.
- [LUI01] G. Liu, "Control of robots manipulators with consideration of actuators degradation and failures," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 3, pp. 2256-2571, Korea, 2001.
- [MAC89] D.C. McFarlane and K. Glover, "An H_∞ design using robust stabilization of normalized coprime factors," *IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 34, no 8, pp. 821-830, Austin, USA, August 1989.
- [MAC92] D.C. McFarlane and K. Glover, "A loop shaping design procedure using synthesis," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 6, pp. 759-769, June 1992.
- [MAC03] J.M. Maciejowski and C.N. Jones, "MPC fault-tolerant control case study," *Proceedings of the IFAC Symposium SAFEPROCESS*, pp. 119-124, Washington, USA, 2003.
- [MAG94] J.F. Magni and P. Mouyon, "On residual generation by observer and parity space approaches," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 2, pp. 441-447, February 1994.
- [MAG97] J.F. Magni, S. Bennani and J. Terlouw, "Robust flight control : A design challenge," Springer, ISBN : 978-3-540-76151-8, 1997.
- [MAR05] A. Marcos and G.J. Balas, "A robust integrated controller/diagnosis aircraft application," *International Journal of Robust Nonlinear Control*, vol 15, no. 12, pp. 531-551, August 2005.
- [MAT11] Matalb2001b, "Derivative bloc Help", The MathWorks, Inc. 1984-2011.
- [MAZ10a] F. Mazenc and O. Bernard, "Asymptotically stable interval observers for planar systems with complex poles," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 55, no. 2, pp. 523-527, February 2010.
- [MAZ10b] F. Mazenc and O. Bernard, "Time-varying interval observers for linear systems with additive disturbances," *8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems*, Bologna, Italy, 2010.
- [MES07] V. Mester, "Conception optimale systématique des composants des chaînes de traction électrique," *Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille*, Mai 2007.
- [MES14] T. Mesbahi, N. Rizoug, P. Bartholomeus and P. Le Moigne, "A new energy management strategy of a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System for electric vehicular applications," *7th IEEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 1-7, Manchester, UK, April 2014.

- [MIG00] D. Mignone, G. Ferrari-Trecate and M. Morari, "Stability and stabilization of piecewise affine and hybrid systems : An lmi approach," 39th IEEE Conference on Decision and Control, vol.1, pp. 504-509, Sydney, Australia, December 2000.
- [MIN99] M. Minakawa, J. Nakahara, J. Ninomiya and Y. Orimoto, "Method for measuring force transmitted from road surface to tires and its applications," Japan Society of Automotive Engineers, Vol. 20, no. 4, pp. 479-485, October 1999.
- [MOI06] M. Moisan and O. Bernard, "Robust interval observers for uncertain chaotic systems," 45th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3712-3717, San Diego, USA, December 2006.
- [MOS89] M.A. Mossoumnia, G.C. Verghese and A.S.Willsky, "Failure detection and identification," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 34, no. 3, pp. 316-321, March 1989.
- [MOS86] M.A. Mossoumnia, "A geometric approach to the synthesis of failure detection filters," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 31, no. 3, pp. 839-846, September 1986.
- [MOO81] B. Moore, "Principal component analysis in linear systems : controllability, observability, and model reduction," IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 26, no. 1, pp. 17-32, February 1981.
- [MOR88] M. Morari, "Robust Process Control," Prentice Hall, 1st edition, ISBN-13 : 978-0137821532, November 1988.
- [MUL95a] B. Multon et L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," Revue 3EI, no. 4, pp.53-64, Décembre 1995.
- [MUL95b] B. Multon, "Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW," C-VELEC, Grenoble, Février 1995.
- [MUL96] B. Multon et L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," Revue 3EI, no. 5, pp. 55-64, Mars 1996.
- [MUL08] G. Müller, K. Vogt and B. Ponick, "Berechnung elektrischer mashinen," Wiley-VCH Verlag, 6th edition, ISBN-13 : 978-3527283910, 2007.
- [MUT12] N. Mutoh, "Front and rear wheel independent drive type electric vehicles (FRID EVs) with outstanding running performance suitable for next-generation electric vehicles," IEEE International Electric Vehicle Conference, pp. 1-8, Greenville, USA, March 2012.
- [NAJ11] T.A. Najafabadi, F.R. Salmasi and P. Jabejdar-Maralani, "Detection and isolation of speed-, dc-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 5, pp. 1662-1672, May 2011.
- [NAM07] T. Namerikawa and J. Miyakawa, "GIMC structure considering communication delay and its application to mechatronic system," IEEE American Control Conference, pp. 1532-1537, New York, USA, June 2007.
- [NAM11] C.S. Namuduri, S. Gopalakrishnan, K. Van Maanen, B. Ludwig and B. Bonho, "Fault-tolerant control of induction motor drive for automotive belt-alternator-starter application," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 267-272, New York, USA, September 2011.
- [NAR03] K.S. Narendra, A.O. Driollet and G. Koshy, "Adaptive control using multiple models," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 17, pp. 87-102, 2003.

Bibliographie

- [NIE99] H. Niemann and J. Stoustrup, "Gain scheduling using the Youla parameterization," IEEE Conference on Decision and Control, vol. 3, pp. 2306-2311, Phoenix, USA, 1999.
- [NIC13] R. Nicolas, "Consommation des véhicules : A quel cycle d'évaluation se fier réellement ?," Automobilité & avenir.
www.automobilite-avenir.fr/consommation-des-vehicules-a-quel-cycle-d-evaluation-se-fier-reellement-40.html, m-à-j Juin 2013.
- [NOB04] H. Nobuhara, E.M. Iyoda, B. Bede, and K. Hirota, "A solution for generalized eigen fuzzy sets equations by genetic algorithms and its application to image analysis," 2nd IEEE International Conference in Intelligent Systems, vol. 1, pp. 208-212, June 2004.
- [NYB03] M. Nyberg and M. Krysander, "Combining AI, FDI and statistical hypothesis testing in a framework for diagnosis," 7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Washington D.C., USA, June 2003.
- [OCA09] S.M. de Oca, V. Puig, D. Theillio and S. Tornil-Sin, "Fault-tolerant control design using LPV admissible model matching : application to a two-degree of freedom helicopter," 17th IEEE MEDiterranean conference on control & automation, pp. 522-527, Thessaloniki, Greece, June 2009.
- [ODG13] P.F. Odgaard, J. Stoustrup and M. Kinnaert, "Fault tolerant control of wind turbines a Benchmark model," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 21, no. 4, pp. 1168-1182, July 2013.
- [OND06] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone," Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale Lyon, Novembre 2006.
- [OUB14] R. Oubellil, M. Boukhniher, "Passive fault tolerant control design of energy management system for electric vehicle," 23rd IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1402-1408, Istanbul, Turkey, June 2014.
- [OUD08] M. Oudghiri, "Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile," Thèse de Doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, Octobre 2008.
- [OUD14] N. Ouddah, M. Boukhniher, A. Chaïbet, E. Monmasson and E. Berthelot, "Experimental robust H_∞ controller design of switched reluctance motor for electrical vehicle system," IEEE Conference on Control Applications, Antibes, France, August 2014.
- [OUR13] F. Ouradou et F. Wong, "Repère : Chiffres clés du climat France et Monde," CDC Climat recherche, service de l'observation et des statistiques, édition 2013.
www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/Rep_-_Chiffres_cles_du_climat.pdf
- [PAR89] M.H. Park, Y.R. Kim and K.S. Kim, "Chattering reduction in the position control of induction motor using the sliding mode," 20th IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol.1, pp. 438-445, Milwaukee, USA, June 1989.
- [PAT94] R.J. Patton and J. Chen, "Review of parity space approaches to fault diagnosis for aerospace systems," Journal of Guidance Control and Dynamics, vol. 17, no. 2, Avril 1994.
- [PAT97] R.J. Patton, "Fault Tolerant Control : The situation in 1997," Safeprocess, pp. 1033-1055, 1997.
- [PAT00a] R.J. Patton, J. Chen and H. Benkhedda, "A study on neuro-fuzzy systems for fault diagnosis," International Journal of Systems Science, vol. 31, no. 11, pp. 1441-1448, 2000.

- [PAT00b] R.J. Patton, F.J. Uppal and C.J. Lopez-Toribio, "Soft computing approaches to fault diagnosis for dynamic systems a survey," IFAC Symposium SAFEPROCESS, pp. 298-311, Hungary, 2000.
- [PAT00c] R.J. Patton, P.M. Frank and R.N. Clark, "Issues of fault diagnosis for dynamical systems," Springer-Verlag, ISBN :978-3540199687, March 2000.
- [PEN90] H.B. Penfold, "A nonlinear adaptive control algorithm based on Euler approximations," IEEE Conference on Decision and Control, vol. 5, pp. 2712-2713, Honolulu, Hawaii, December 1990.
- [PEN12] Liste des pentes les plus fortes du réseau routier français, 2012.
www.routes.wikia.com, m-à-j 2012.
- [PER01] C. De Persis and A. Isidori, "A geometric approach to nonlinear fault detection and isolation," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 45, no. 6, pp. 853-865, June 2001.
- [PIL95] P. Pillay and V. Levin, "Mathematical models for induction machines," IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 606-616, Orlando, USA, October 1995.
- [POP00] M. Popescu, "Induction motor modelling for vector control purposes," Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report no. 63, 2000.
- [PUI07] V. Puig, A. Rosich, C. Ocampo-Martinez and R. Sarrate, "Fault-tolerant explicit MPC of PEM fuel cells," IEEE Conference on Decision and Control, pp. 2657-2662, New Orleans, USA, Decembre 2007.
- [PUI08] V. Puig, A. Rosich, C. Ocampo-Martinez and R. Sarrate, "Fault-Tolerant MPC control of PEM fuel cells," 17th World Congress Proceedings of the International Federation of Automatic Control, Seoul, Korea, July 2008.
- [RAG98] C. Rago, R. Prasanth and R. K. Mehra, "Failure detection and identification and fault tolerant control using the IMM-KF with applications to the Eagle-Eye UAV," 37th IEEE Conference on Decision and Control, vol. 4, pp. 4208-4213, Tampa, USA, December 1998.
- [RAI12] T. Raissi, D. Efimov, and A. Zolghadri, "Interval state estimation for a class of nonlinear systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 57, no. 1, pp. 260-265, January, 2012.
- [RAI14] A. Raisemche, M. Boukhnifer, C. Larouci and D. Diallo, "Two active fault tolerant control schemes of induction motor drive in EV or HEV," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 01, pp. 19-29, January 2014.
- [RIC09] J.H. Richter, S. Weiland, W.P.M.H. Heemels and J. Lunze, "Decoupling-based reconfigurable control of linear systems after actuator faults," 10th Preceding on European Control Conference, pp. 2512-2517, August 2009.
- [ROD05] M. Rodrigues, "Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, Décembre 2005.
- [ROD06] M. Rodrigues, D. Theilliol and D. Sauter, "Fault tolerant control design for switched systems," 2nd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, pp. 1-9, Calabona, Italy, June 2006.
- [ROD07] M. Rodrigues, D. Theilliol, S. Aberkane and D. Sauter, "Fault tolerant control design for polytopic LPV systems," International Journal Applance Mathematic Computation Science, vol. 17, pp. 27-37, April 2007.

Bibliographie

- [ROG03] S. Rogers, "Sensor noise fault detection," Proceedings of the American Control Conference, vol. 5, pp. 4267-4268, June 2003.
- [ROT13a] D. Rotondo, F. Nejjari, A. Torren and V. Puig, "Fault Tolerant Control Design for Polytopic Uncertain LPV Systems : Application to a Quadrotor," IEEE Conference on Control and Fault Tolerant, pp. 643-648, Nice, France, October 2013.
- [ROT13b] D. Rotondo, F. Nejjari and Vicenc Puig, "Passive and active FTC comparison for polytopic LPV systems," IEEE European Control Conference, pp. 2951-2956, Zurich, Switzerland, July 2013.
- [SAF89] M.G. Safonov and R.Y. Chiang, "A schur method for balanced-truncation model reduction," IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 34, no. 7, pp. 729-733, July 1989.
- [SAM01] B. Samanta, K.R. Al-Balushi and S.A. Al-Araimi, "Use of genetic algorithm and artificial neural network for gear condition diagnostics," Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management, pp. 449-456, Manchester, UK, September 2001.
- [SAM11] T. Samad and A.M. Annaswamy, " H_∞ Control for Telecommunication Satellites," The Impact of Control Technology, 2011.
- [SAR12] B. Sarrasin, "Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique," Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, Novembre 2012.
- [SCH02] R.M. Schupbach and J.C. Balda, "A versatile laboratory test bench for developing powertrains of electric vehicles," 56th IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 1666-1670, VANCOUVER, CANADA, September 2002.
- [SCH11] A. Schmitz, P. Maiolino, M. Maggiali and L. Natale, "Methods and Technologies for the Implementation of Large-Scale Robot Tactile Sensors," IEEE Transactions on Robotics, vol. 27, no. 3, pp. 389-400, June 2011.
- [SEH12] R. Sehab and G. Field, "An online estimation of energy recovery in an electric vehicle using Artemis mission profiles," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 333-338, Seoul, South Korea, October 2012.
- [SEM06] Fiche technique cellule IGBT SKM50GB123D, 2006.
pdf1.alldatasheet.fr/.../SKM50GB123D.html
- [SEM08] Semikron, "SKHI22 Hybrid Dual IGBT Driver," datasheet, 2008.
www.datasheetarchive.com/semikron%20SKHI%2022-datasheet.html
- [SEM13] Semikron, "Montage didactique à IGBT pour l'enseignement de l'électronique de puissance," note d'application, Juin 2013.
www.thierry-lequeu.fr/data/DIV643.pdf
- [SEN13] O. Sename, J.C. Tudon-Martinez and S. Fergani, "LPV methods for fault-tolerant vehicle dynamic control," IEEE Conference on Control and Fault-Tolerant Systems, pp. 116-130, Nice, France, October 2013.
- [SER13] L. Serveau, "Inventaire des émissions de polluants atmosphériques et de gaz à effet de serre en France séries sectorielles et analyses étendues," Centre Interprofessionnel Technique d'Etudes de la Pollution Atmosphérique, rapport annuelle d'inventaire, Avril 2013.
- [SHA01] G.L. Shabgahi, J.M. Bass and S. Bennett, "History-based weighted average voter : a novel software voting algorithm for fault-tolerant computer systems," IEEE Euromicro Workshop on Parallel and Distributed Processing, pp. 402-409, Mantova, Italy, February 2001.

- [SHO08] X. Shuo, L. Zhe and Y. Fan, "Study of fuel economy optimization for a semi-track air-cushion vehicle based on genetic algorithms and fuzzy control," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-7, Harbin, China, September 2008.
- [SIM00] S. Simani, C. Fantuzzi and S. Beghelli, "Diagnosis techniques for sensor faults of industrial processes," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 8, no. 5, pp. 848-855, September 2000.
- [SIM06] D. Simon, "Optimal state estimation : Kalman, H_∞ and nonlinear approaches," John Wiley & Sons, 1st Edition, 978-0471708582, July 2006.
- [SLO91] J.J.E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice Hall, Englewood Cliffs, 978-0130408907, October 1991.
- [SLO11] C. Sloth, T. Esbensenb and J. Stoustrupb, "Robust and fault-tolerant linear parameter-varying control of wind turbines," Mechatronics, vol. 21, no. 4, pp. 645-659, June 2011.
- [SMI14] R.S. Smith, "Perturbation and robustness analyses," Swiss Federal Institute of Technology, technical report, vol. 27a1, Zurich, Switzerland, January 2014.
- [SOL10] S. Solvar et al., "Sensorless second order sliding mode observer for induction motor," IEEE International Conference on Control Applications, vol. 58, no. 4, pp. 1933-1938, Yokohama, Japan, September 2010.
- [SON13] Y. Song and B. Wang, "Analysis and experimental verification of a fault-tolerant HEV powertrain," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5854-5864, December 2013.
- [SOR91] T. Sorsa, H.N. Koivo and H. Koivisto, "Neural networks in process fault diagnosis," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol. 21, no. 4, pp. 815-825, August 1991.
- [SOU11] A. Soualhin G. Clerc, H. Razik and O. Ondel, "Detection of induction motor faults by an improved artificial ant clustering," IEEE Industrial Electronics Conference, pp. 3446-3451, Melbourne, Australia, November 2011.
- [STA01] M. Staroswiecki, "Surveillance : le cadre linéaire et quelque extension," Colloques sur le Traitement du Signal et des Images, Université Lille 1, Juin 2001.
- [TAB13a] B. Tabbache , M. Benbouzid, A. Kheloui, J.M. Bourgeot and A. Mamoune, "PWM inverter-fed induction motor-based electrical vehicles fault-tolerant control," 39th IEEE IECON, pp. 8204-8209, Vienna, Italy, November 2013.
- [TAB13b] B. Tabbache, "Virtual-sensor-based maximum-likelihood voting approach for fault-tolerant control of electric vehicle powertrains," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 3, pp. 1075-1083, March 2013.
- [TAN12] Y. Tang and R.J. Patton, "Fault-Tolerant Flight Control for Nonlinear-UAV," 20th IEEE MEDiterranean conference on control & Automation, pp. 512-517, Barcelona, Spain, July 2012.
- [THA07] Y. Tharrault G. Mourot and J. Ragot, "Détection et isolation de défauts par analyse en composantes principales robuste," ENSEM, CRAN, Nancy , France, 2007.
- [TOB13] T. Ott, C. Onder and L. Guzzella, "Hybrid-Electric Vehicle with natural gas-diesel engine," Energies, vol. 6, pp. 3571-3592, July 2013.
- [TOR10] D. Hernández-Torres, "Commande robuste de générateurs électrochimiques," Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, Octobre 2010.

Bibliographie

- [TOS11] R. Toscano, "Commande et diagnostic des systèmes dynamiques," édition Ellipse, 2ème édition, ISBN 978-2729863364, Mars 2011.
- [TRA09] D. Traoré, J. De Léon, A. Glumineau and L. Luc, "Adaptive interconnected observer for sensorless induction motor," International Journal of Control, vol. 82, no. 9, pp. 1627-1640, August 2009.
- [TRI11] J.C. Trigeassou, "Diagnostic des machines électriques," HERMÈS-LAVOISIER, ISBN : 978-2746222366, Avril 2011.
- [UZN08] M. Uzunoglu and M.S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a Novel-Wavelet-Based load sharing algorithm," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 1, pp. 263-272, March 2008.
- [VEN03] V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy and S.N. Kavuri, "A review of process fault detection and diagnosis Part III : Process history based method", Computer and Chemical Engineering, vol. 27, pp. 327-346, 2003.
- [VER10] M. Verhaegen et. Al., "Fault tolerant flight control-A survey : A Benchmark Challenge," Springer, ISBN 9783642116902, 2010.
- [VID85] M. Vidyasagar, "Control System Synthesis : A Factorization Approach," The MIT Press, 1985.
- [VIG12] A. Vignaud and H. Fennel, "Efficient electric powertrain with externally excited synchronous machine without rare earth magnets using the example of the Renault system solution," Vienna Motor Symposium, Vienna, Austria, April 2012.
myrenaultzoe.com/Docs/2012_wien_vortrag_uv.pdf
- [VOLA08] A. Vola and E. Garone, "Enhancing the actuator fault tolerance in autonomous overactuated vehicles via adaptive control allocation," 5th International Symposium on Mechatronics and its Applications, pp. 1-6, Amman, Jordan, May 2008.
- [WAD12] N. Wada, N. Momma and I. Miki, "Rotor position estimation method in high speed region for 3-phase SRM used in EV," 15th IEEE International Conference in Electrical Machines and Systems, pp. 1-5, Sapporo, Japan, October 2012.
- [WAN12] W. Wang and B. Fahimi, "Comparative study of electric drives for EV/HEV propulsion system," IEEE Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, pp. 1-6, Bologna, Italy, October 2012.
- [WAN13] R. Wang and J. Wang, "Passive actuator fault-tolerant control for a class of overactuated nonlinear systems and applications to electric vehicles," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 3, pp. 972-985, March 2013.
- [WEB99] P. Weber, S. Gentil, P. Ripoll and L. Foulloy, "Multiple fault detection and isolation," 14th IFAC Triennial World Congress, Beijing, China, July 1999.
- [WEI08] X. Wei, M. Verhaegen, "Mixed H_-/H_∞ fault detection observer design for LPV systems," IEEE Conference on Decision and Control, pp. 1073-1078, Cancun, Mexico, December 2008.
- [WEN06] Z. Weng, R. Patton and P. Cui, "Active fault tolerant control of a double inverted pendulum," 6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, China, Beijing, Vol. 6, no. 1, August 2006.
- [WES94] J.G.W. West, "DC, induction, reluctance and PM motors for electric vehicles," Power Engineering Journal, vol. 8, no. 2, pp. 77-88, April 1994.

- [WIT06] M. Witczak, "Advances in model-based fault diagnosis with evolutionary algorithms and neural networks," *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, vol. 16, no. 1, pp. 85-99, 2006.
- [XUE08] C. Xueqin, G. Yunhai, Z. Yingchun and W. Feng, "Fault-tolerant control of linear uncertain systems using H_∞ robust predictive control," *IEEE Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 571-577, June 2008.
- [YOU76] D.C. Youla, J. Jabr and H. A. Bongiorno, "Modern Wiener-Hopf design of optimal controllers – Part II : The multivariable case," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 21, no. 3, pp. 319-338, June 1976.
- [ZHA01] Y. Zhang and J. Jiang, "Integrated active fault-tolerant control using IMM approach," *IEEE Transaction on Aerospace Electronics Systems*, vol. 37, no. 4, pp. 1221-1235, August 2001.
- [ZHA03] Y.M. Zhang and J. Jiang, "Fault tolerant control system design with explicit consideration of performance degradation," *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 39, no. 3, pp. 838-848, July 2003.
- [ZHA05a] X. Zhang, T. Parisini and M. M. Polycarpou, "Sensor bias fault isolation in a class of nonlinear systems," *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 50, no. 3, pp. 370-376, March 2005.
- [ZHA05b] Y. Zhang, J. Jiang, Z. Yang and A. Hussain, "Managing performance degradation in fault tolerant control systems," *16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, July 2005.
- [ZHA06] Y. Zhang and J. Jiang, "Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems," *6th IFAC Symposium SAFEPROCESS*, pp. 1437-1448, Beijing, China, August 2006.
- [ZHA08] Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems," *Annual Reviews in Control*, vol. 32, no. 2, pp. 229-252, December 2008.
- [ZHA13] X. Zhang, V. Cocquempot, B. Jiang and H. Yang, "Active fault diagnosis based on fault-tolerant control with control constraints for an electric 4WD vehicle," *IEEE International Conference on Control and Automation*, pp. 1724-1729, Hangzhou, China, June 2013.
- [ZEI00] I. Zein, "Application du filtre de kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone," *Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Compiègne*, Septembre 2000.
- [ZEM03] M.R. Zemouri, "Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance," *Thèse de Doctorat de l'Université de Franche-Comté*, Novembre 2003.
- [ZER06] M. Zeraoulia, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems : A comparative study," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 6, pp. 1756-1764, November 2006.
- [ZHO96] K. Zhou, J. C. Doyle and K. Glover, "Robust and Optimal Control," *Prentice Hall*, 1st edition, ISBN :978-0134565675, 1996.
- [ZHO01] K. Zhou, "A new controller architecture for high performance, robust, and fault tolerant control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no. 10, pp. 1613-1618, October 2001.

Bibliographie

- [ZHO05] K. Zhou, "A new approach to robust and fault tolerant control," *ACTA Automatica Sinica*, vol. 30, no. 1, January 2005.
- [ZID03] F. Zidani, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo and A. Bouchaib, "Active fault-tolerant control of induction motor drives in EV and HEV against sensor failures using a fuzzy decision system," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 667-683, June 2003.

Annexe A

A.1 Les modèles de véhicules électriques et hybrides commercialisés

En 2013, les ventes de voitures électriques connaissent une forte progression en France, selon des chiffres publiés le 7 janvier 2014 par l'association Avere [AVE14] : +55%, mais à des niveaux encore très faibles : 8779 unités sur un peu moins de 1,8 million de voitures neuves écoulées dans l'Hexagone, soit un peu moins de 0,5 %. En comparaison, en Norvège, les véhicules électriques sont 7 fois plus présents qu'en France. La Renault Zoé, la Nissan Leaf et la Bolloré Bluecar utilisées en autopartage sont les plus prisées. Les ventes d'utilitaires légers électriques ont bondi, pour leur part, de 42%, à 5175 unités, avec la fourgonnette Renault Kangoo Z.E. en tête. On peut rouver d'auttre application dans le transport tell que les vélos (MSAP), les scooters (Peugeot, Barigo et Sun avec les MCC), les bus et les poids lourds (Renault, Samvat, Ponticelli, Master).



















Moteur Synchron à rotor bobiné	Kangoo (44 kW)	Zoé (65 kW)	e-Golf (60kW)	BlueCar (50kW)
				
	BMW i3 (125 kW)	Peugeot Ion (49 kW)	Citroën C-Zero (47 kW)	Electro-Clio (27 kW)
				
Moteur Asynchrone à rotor bobiné	Twizy (13 kW)	Mini E (150 kW)	Opel Impuls 3 (45 kW)	
				
Moteur Courant Continu	Express électrique (40 kW)	106 E (40 kW)	Volta (20 kW)	
				
Motorisation Hybride Thermique + Électrique	Toyota Prius 3 (ME+MSAP)	Citroën Berlingo (MD+MCC)	BMW X6 (MD+MAS)	ECOMmodore (MD+MRV)
				

FIGURE A.1 – Moteurs électriques dans les VE et VEH

Annexe A.

Annexe B

B.1 Matrice symétrique réelle définie positive

En algèbre linéaire, la notion de matrice définie positive est analogue à celle de nombre réel strictement positif : une matrice définie positive est une matrice positive inversible. On introduit tout d'abord les notations suivantes ; si A est une matrice à éléments réels ou complexes :

A^T désigne la matrice transposée de A ;

A^* désigne la matrice transconjuguée de A (conjuguée de la transposée).

Soit M une matrice symétrique réelle d'ordre n . Elle est dite définie positive si elle vérifie l'une des trois propriétés équivalentes suivantes [APK06] :

1. Pour toute matrice colonne non nulle x à n éléments réels, on $x^T M x > 0$. Autrement dit, la forme quadratique définie par M est strictement positive pour $x \neq 0$;
2. Toutes les valeurs propres de M sont strictement positives, c'est-à-dire l'ensemble des valeurs propres de M appartiennent à $]0, +\infty[$;
3. La forme bilinéaire symétrique définie par la relation $\langle x, y \rangle_M = x^T M y$, est un produit scalaire sur \mathbb{R}^n (identifié ici à l'espace vectoriel des matrices colonnes à n éléments réels).

Sachant que les valeurs propres d'une matrice symétrique sont réelles, et si la condition 1 est vraie, cela implique que les valeurs propres de cette matrice sont strictement positives. Si la condition 2 est vraie, il existe une matrice orthogonale Q telle que $Q A Q^{-1}$ soit diagonale (parce que A est symétrique réelle) à coefficients diagonaux strictement positifs (c'est l'hypothèse 2 sur les valeurs propres). Mais comme $Q^{-1} = Q^T$, la matrice A est aussi congrue à la matrice diagonale en question, donc la forme quadratique $x^T M x$ est définie positive.

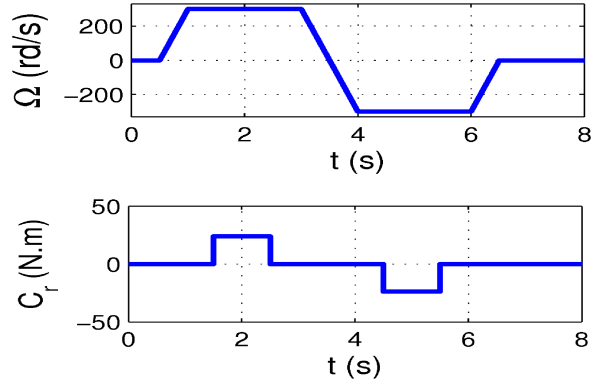
B.2 Matrice de Hurwitz

En mathématiques, une matrice carrée A est appelée matrice de Hurwitz si toutes les valeurs propres de A ont une partie réelle strictement négative, c'est-à-dire $\lambda_i < 0$, pour toute valeur propre λ_i . A est aussi appelée une matrice de stabilité, car alors l'équation différentielle ordinaire $\dot{x} = Ax$ est stable, c'est-à-dire $x(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$.

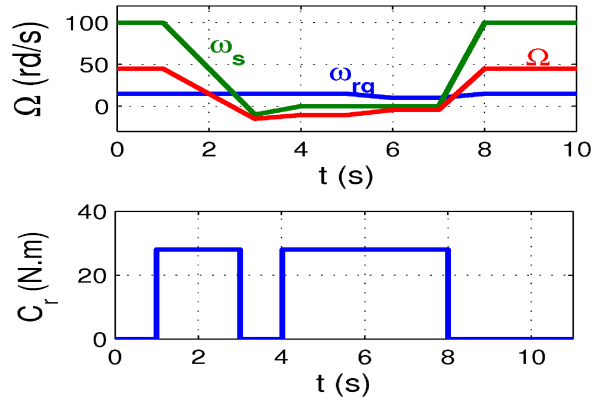
Si $G(s)$ est une fonction de transfert matricielle, alors G est appelée Hurwitz si les pôles de tous les éléments de G ont une partie réelle négative.

B.3 Description des Benchmarks de l'IRCCyN

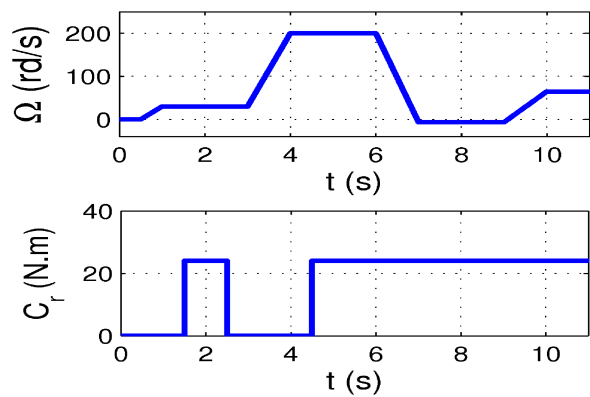
Benchmark 1 [HIL01] : Ce Benchmark est utilisé pour l'étude et la validation expérimentale des observateurs des machines synchrone et asynchrone. Dans un premier temps, l'observateur est testé en régime de démarrage jusqu'à la vitesse nominale du moteur ; puis décroît jusqu'à une vitesse nominale inverse avec un passage par zéro. L'ajout d'un couple résistant en régime établi détermine la sensibilité de l'observateur dès l'application d'une charge. Des observateurs d'état de la machine asynchrone ont été validés sur ce type de Benchmark pour la commande sans capteur, tel que l'observateur Sliding Mode d'ordre 2 [SOL10] ainsi que plusieurs modèles de filtre de Kalman (classique, étendu, à état virtuel)[HIL01]...etc.



Benchmark 2 [GHA10] : Ce Benchmark permet l'étude et la validation expérimentale des observateurs spécialement pour la commande sans capteur de la machine asynchrone. Les trajectoires sont définies dans le but de tester les observateurs dans des zones inobservables ou à leurs voisinages (autour de la droite d'inobservabilité (figure 2.14)). Les valeurs initiales de la vitesse Ω , de la pulsation statorique ω_s et de la pulsation de glissement ω_r sont prises de telle manière que la machine soit dans des conditions observables. Ensuite, la pulsation statorique tend vers zéro tandis que la vitesse de la machine reste constante, réalisant ainsi des zones inobservables. Puis la machine fonctionne avec une accélération constante dans le but de vérifier la convergence des observateurs lorsque la machine est faiblement observable. A la fin de la trajectoire, la machine est contrôlée en dehors de la zone inobservable.



Benchmark 3 [ZEI00][GHA04] : La première étape présente le fonctionnement en régime permanent à vitesse réduite (10% de la vitesse nominale) pour évaluer les performances et la robustesse à vitesse faible. Ensuite, le moteur accélère à la vitesse nominale puis décélère rapidement à une vitesse très basse et négative. Cette dernière étape est choisie de manière à assurer le fonctionnement à très basse fréquence et de mettre en évidence les conflits d'observabilité à vitesse nulle où les observateurs en boucle fermée sont très sen-



sibles.

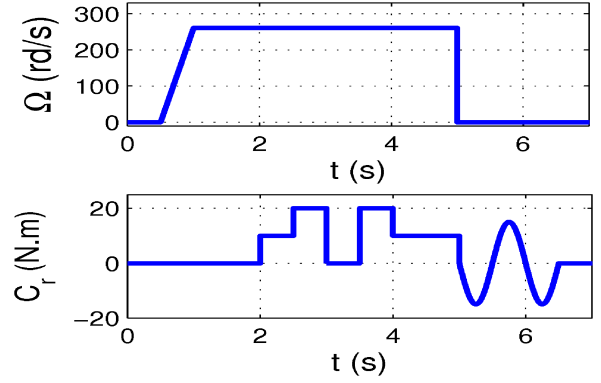
Benchmark 4 : Ce Benchmark permet l'étude de problème posé dans le cadre de la manutention horizontale, il est caractérisé par :

- des ponts roulants avec des contraintes d'accélération contrôlées incluant un arrêt d'urgence ;
- des tapis roulants, à vitesse nominale avec des contraintes brusques de couple de charge dues à des variations du chargement sur les tapis correspondant aux applications de ponts roulants avec capteur de vitesse. Ce Benchmark peut être étendu aux mêmes applications sans capteur de vitesse ;

- limitation en courant : 120% du courant nominal en régime permanent (200% possible si moins de 5 secondes selon les caractéristiques du constructeur) ;

- variations des paramètres pour le test de robustesse :

$$\Delta R_s = \Delta R_r = +50\% \quad \Delta R_s = \Delta R_r = -50\% \quad \Delta L_s = \Delta L_r = \Delta M = +20\%.$$

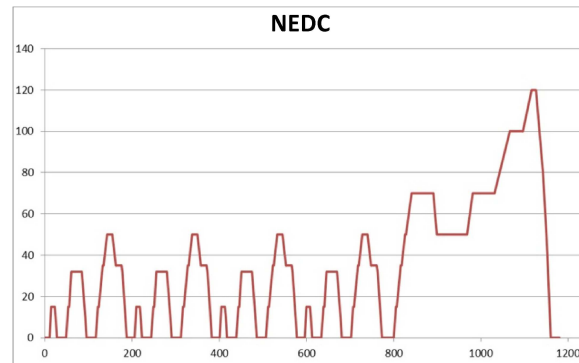


B.4 Description des différents cycles utilisés à ce jour

B.4.1 Cycles de conduite Européens

Le NEDC (New European Driving Cycle) [HAD07b]

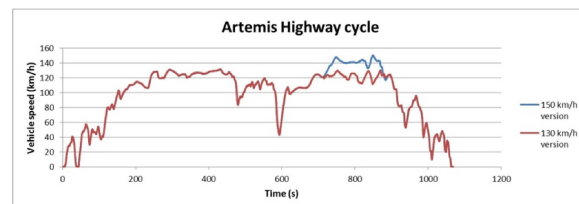
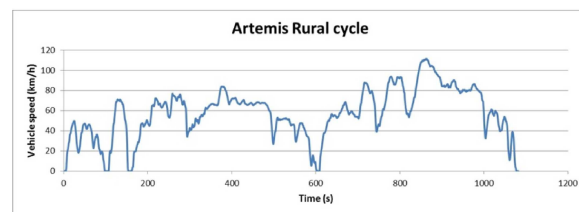
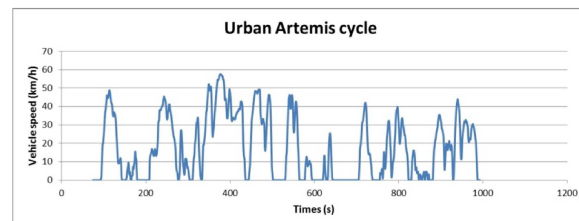
Le NEDC est utilisé en Europe et dans certains autres pays du monde comme cycle de référence pour l'homologation des véhicules jusqu'à la norme Euro6. Il est composé d'une partie urbaine appelée ECE, qui est répétée quatre fois, et une partie extra-urbaine, l'EUDC.



Ce cycle est critiqué par les experts car il ne représente pas les conditions réelles de conduite. En effet, les accélérations sont très faibles, il y a beaucoup de plateaux à vitesse constante et beaucoup de phases de ralenti. Cela rend impossible le fait d'obtenir les valeurs certifiées lorsque le conducteur se trouve dans des conditions réelles de conduite. Pour ces raisons, une solution pour remplacer le NEDC est à l'étude par les autorités européennes.

Le cycle ARTEMIS CADC (Common Artemis Driving Cycle) [SEH12]

Ce cycle est basé sur une étude statistique effectuée en Europe dans le cadre du projet Artémis. Il est composé de 3 configurations différentes, plus une variante supplémentaire : cycle urbain, rural, autoroute 130 km/h et autoroute 150 km/h. Ces profils ont été paramétrés pour être représentatif des conditions réelles d'utilisation du véhicule et à reproduire la diversité des conditions de conduite observées dans un environnement réel. Les conditions de démarrage et l'utilisation de la boîte de vitesses sont également pris en compte.

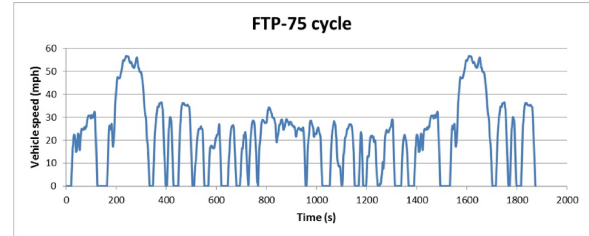


Ces cycles de conduite présentent un réel avantage car ils sont issus d'une grande base de données, en utilisant une méthodologie qui a été largement discuté et approuvé. Les cycles Artémis ne sont pas utilisés pour la certification de polluants ou de consommation de carburant. Ils sont par contre mis en œuvre par les constructeurs pour mieux comprendre les conditions réelles de conduite et pour évaluer les performances réelles de leurs véhicules.

B.4.2 Les cycles Américains

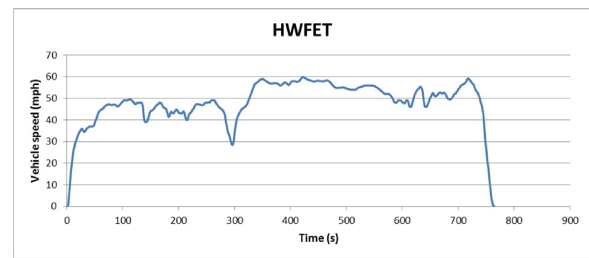
Le cycle FTP-75 (Federal Test Procedure) : [LEE08]

Le cycle FTP a été créé par l'EPA (Environmental Protection Agency) pour représenter un cycle urbain avec une grande partie de la conduite en ville avec des arrêts fréquents et une partie de la conduite sur autoroute. Le FTP-75 et le FTP-72 sont deux variantes de ce cycle américain. Le cycle FTP-75 est dérivée de la FTP-72 en ajoutant une troisième phase de 505 secondes, identique à la première phase du FTP-72, mais avec un démarrage à chaud. La troisième phase commence après que le moteur soit à l'arrêt pendant 10 minutes.



Le cycle HWFET (HighWay Fuel Economy Test) : [UZN08]

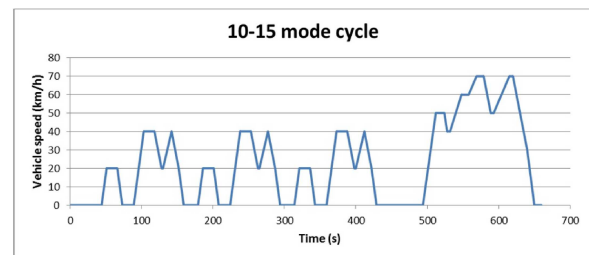
Le cycle HWFET est un profil développé par l'EPA pour la détermination de la consommation de carburant des véhicules légers de service [40 CFR 600, subpart B]. Il est utilisé sur un cycle de conduite type autoroute. Le test est exécuté deux fois, avec une pause de maximum 17 secondes. Le premier phase est une séquence de pré-conditionnement du véhicule, la deuxième séquence est le test réel avec mesure des émissions de CO_2 .



B.4.3 Cycles de conduite Japonais

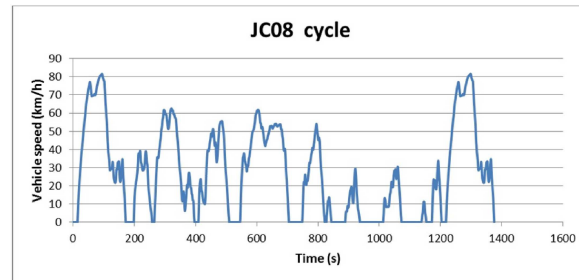
[SCH02] **Le 10-15 mode**

Le cycle 10-15 mode est utilisé pour la certification des émissions et de la consommation de carburant au Japon. Il représente à la fois un cycle urbain et autoroutier, comprenant des phases de ralenti, des accélérations, des décélérations et des phases de vitesse constante. Ce cycle comporte les mêmes inconvénients que le NEDC, c'est pourquoi les autorités et les constructeurs Japonais ont décidé de mettre en place un nouveau cycle plus réaliste à partir de 2011, appelé le JC08.



Le cycle JC08

Le JC08 est un cycle transitoire homologué en Octobre 2011, il est beaucoup plus exigeant que le cycle 10-15 mode. Il représente une conduite en trafic congestionné, avec de fortes accélérations et décélérations. La mesure est effectuée en deux étapes, avec un démarrage à froid et d'un démarrage à chaud. Le test est utilisé pour la mesure des émissions et de la détermination de la consommation de carburant pour les véhicules à essence et diesel.



B.4.4 Cycles Procédure d'essai mondiale harmonisée

Le WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures)

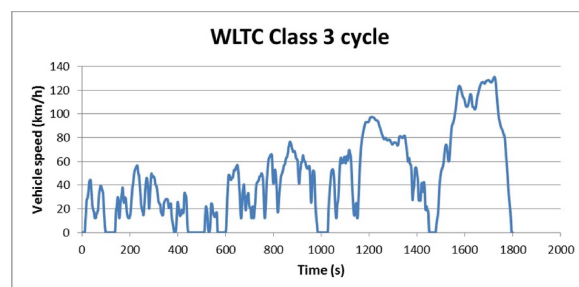
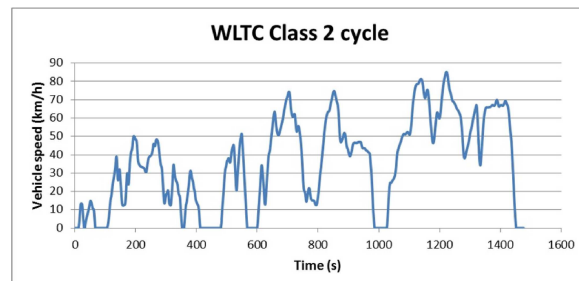
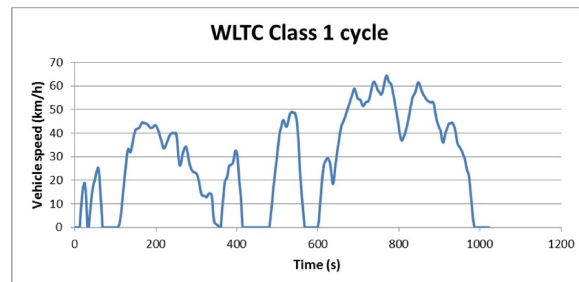
Comme pour les cycles précédents, la procédure d'essai mondiale harmonisée pour les voitures particulières et véhicules utilitaires légers est un test réalisé sur banc à rouleaux. Il permet d'évaluer les émissions de polluants, la consommation de carburant et l'autonomie en électrique des véhicules utilitaires légers (voitures particulières et camionnettes). Il est développé par des experts européens, japonais et indiens afin de remplacer le cycle NEDC en 2014-2015.

La procédure de test est divisée en trois cycles, en fonction du rapport entre la puissance et la masse du véhicule testé. Ce rapport de puissance massique (P_m) est défini comme étant la puissance nominale en W, divisée par le poids à vide en kg. trois classes sont alors définies :

Cycle pour véhicules de classe 1 : Ce cycle est constitué de zones à faible et moyenne vitesse. Il est typique des véhicules de faible puissance qui peuvent être trouvés en Inde.

Cycle pour véhicules de classe 2 : Le cycle pour classe 2 représente des vitesses véhicule basses, moyennes et modérément élevées, couvrant l'utilisation des véhicules indiens, des véhicules européens et japonais de faible puissance.

Cycle pour véhicules de classe 3 : Le cycle pour classe 3 est composé de quatre zones de vitesse : une représentant de la conduite urbaine, une de conduite périurbaine, une de conduite extra-urbaine et une zone d'autoroute.



B.4. Description des différents cycles utilisés à ce jour

Annexe B.

Annexe C

C.1 Présentation des éléments du banc

C.1.1 Schéma d'adaptation des niveaux MLI (10->15v)

Les entrées de commande des drivers de l'onduleur Semikron demande un signal créneau 0V/15V tandis que la dSPACE 1103 délivre des signaux de 10V maximum, il est nécessaire d'adapter les deux niveaux de tension suivant le schéma de la figure C.1. Le circuit A2531 transforme les entrées en sorties de 15V ; le circuit MC14011BCP est composé de quatre portes NAND afin de générer les signaux K et \bar{K} . Les résistances et les inductances sont rajoutées afin de limiter les courant et pour stopper des tensions qui pourraient s'engager sur une sonde. Une alimentation $\pm 15V$ continus est aussi nécessaire.

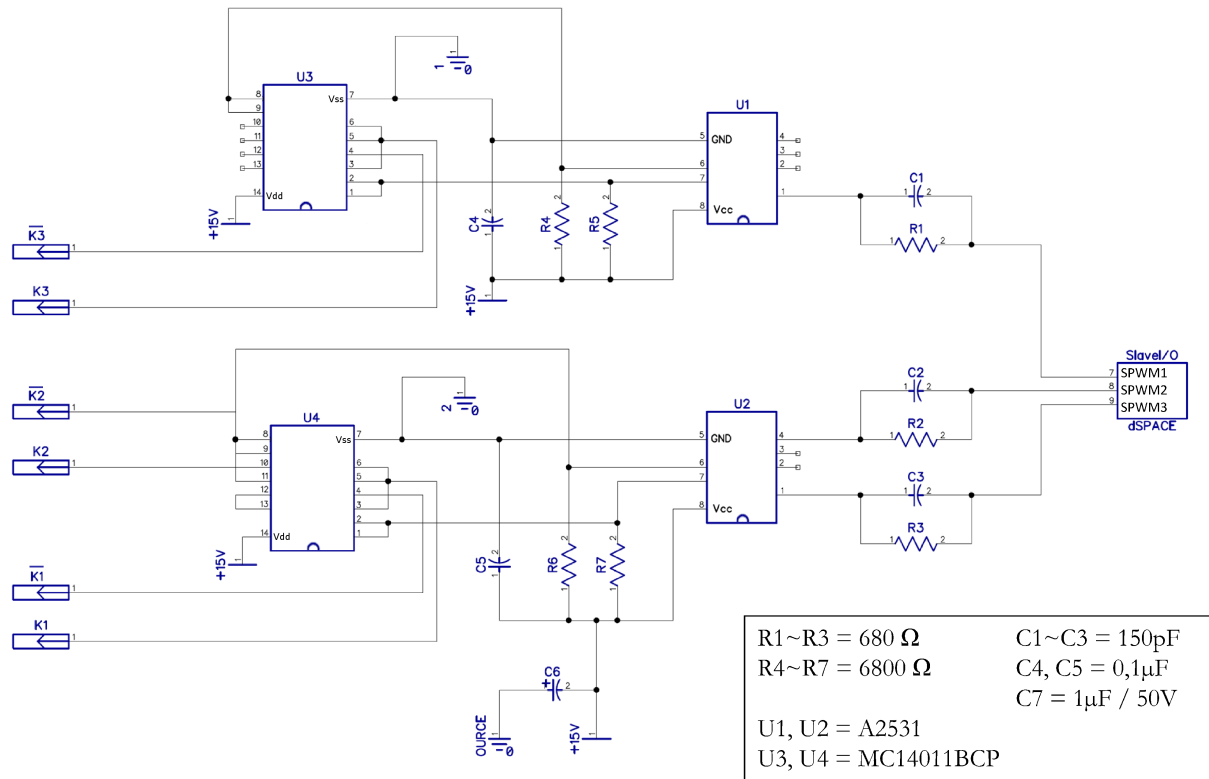


FIGURE C.1 – Schéma d'adaptation des niveaux MLI (10->15v)

C.1.2 Capteur de courant (effet Hall)

Afin de mesurer le courant statorique du moteur, on utilise un capteur à effet Hall en boucle fermée représenté sur la figure C.2. Le capteur mesure le courant alternatif à plusieurs dizaines de kiloHertz avec une isolation galvanique entre le courant primaire (I_p) et le signal de mesure (I_s). Ce signal de mesure est un courant exactement proportionnel au courant primaire et peut être transformé en tension via une résistance de charge $R_M = 300\Omega$.

Le signal en sortie est une tension de 0,42V correspondant à 1 Ampère, on ajoutera un gain d'adaptation de $\frac{10}{0,42}$ à la sortie de l'ADC afin d'avoir une acquisition exacte du courant réel du moteur.

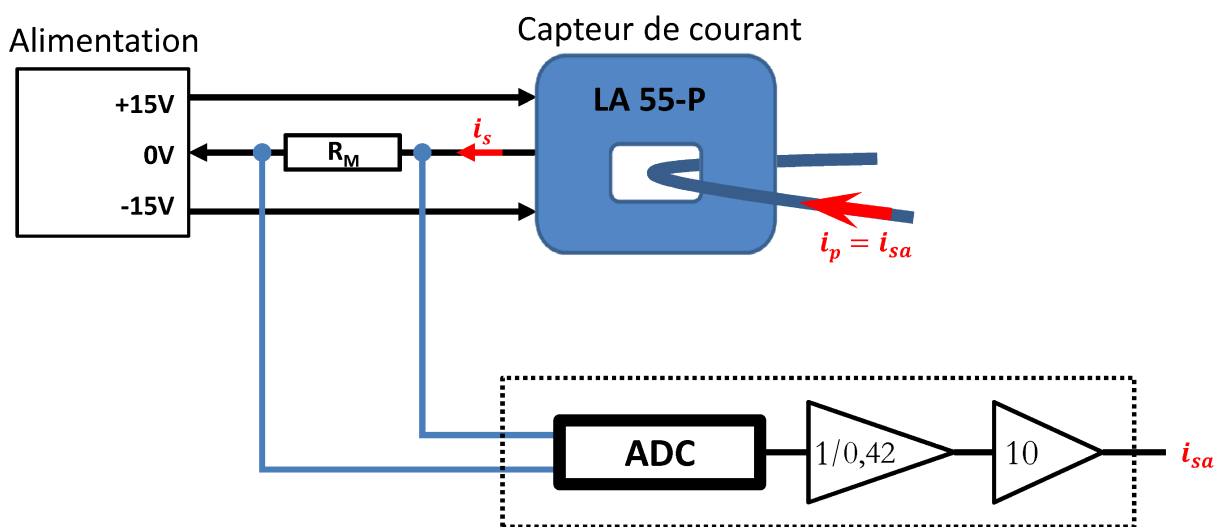


FIGURE C.2 – Capteur de courant à effet Hall